

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais



Departamento de Eletrônica e Biomédica - DEEB

Eletrônica de Potência

Curso Técnico de Eletrônica

Prof. Arnaldo de Matos Gomes
Prof. Edmar Ferreira Cota
Prof. Francisco E. Magalhães







Prof. Fernando Venâncio Amaral
Prof. Rubens M. Santos Filho
Prof. Waldir Eduardo Rapalo Jr.

Belo Horizonte, 2020

Prefácio

Prezado Aluno,

A Eletrônica de Potência é uma tecnologia que vem ganhando cada vez mais importância para a vida das pessoas, em todo o mundo. A ampla disseminação e utilização dos equipamentos eletrônicos portáteis demanda pequenos tamanho, peso e consumo de energia. Além disso, o aperfeiçoamento dos processos produtivos, cada vez mais automatizados, a utilização da eletricidade nos meios de transporte e o aproveitamento cada vez mais intenso das energias renováveis, como a solar e a eólica, têm requerido cada vez mais a utilização de técnicas eficientes de processamento da energia elétrica, tarefa a que a Eletrônica de Potência especialmente se dedica.

Esta apostila condensa os assuntos principais abordados na disciplina teórica de Eletrônica de Potência, ministrada para os alunos do Curso Técnico de Eletrônica do Cefet-MG. Ela tem sido desenvolvida pensando-se não na mera transmissão de informações, mas sim em desenvolver nos alunos o espírito crítico e de análise, de modo a estimular o raciocínio lógico e criativo dentro do assunto. Sabemos, entretanto, que o aperfeiçoamento contínuo é o único caminho para a excelência. Assim, contamos com a sua ajuda no sentido de apresentar sugestões e de apontar os eventuais enganos cometidos no texto ou na metodologia.

Esperamos que esse material lhe seja útil no aprendizado da disciplina, não somente durante o curso técnico, mas também no futuro, seja em cursos mais avançados, seja no âmbito profissional.

Desde já desejamos a você um ótimo ano de estudos.

Atenciosamente,

Os autores.

SUMÁRIO

PARTE I: INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

PARTE II: RETIFICADORES COMUTADOS PELA REDE

PARTE III: CONVERSORES CC–CC CHAVEADOS

PARTE IV: CONVERSORES CC–CA – INVERSORES

APÊNDICES

Ano:
2020

PARTE I: INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

1 – INTRODUÇÃO

A Eletrônica de Potência é a tecnologia associada com a conversão eficiente, controle e condicionamento da energia elétrica disponível para a forma desejada através de meios estáticos (isto é, sem partes móveis). Sua meta é controlar o fluxo de energia da fonte até a carga, com alto rendimento, disponibilidade e confiabilidade, pequenos tamanho e peso, e reduzido custo [1].

A eletrônica de potência lida com o processamento da energia elétrica, enquanto, de uma forma geral, as demais áreas da eletrônica lidam com processamento de informação na forma elétrica (processamento de sinais).

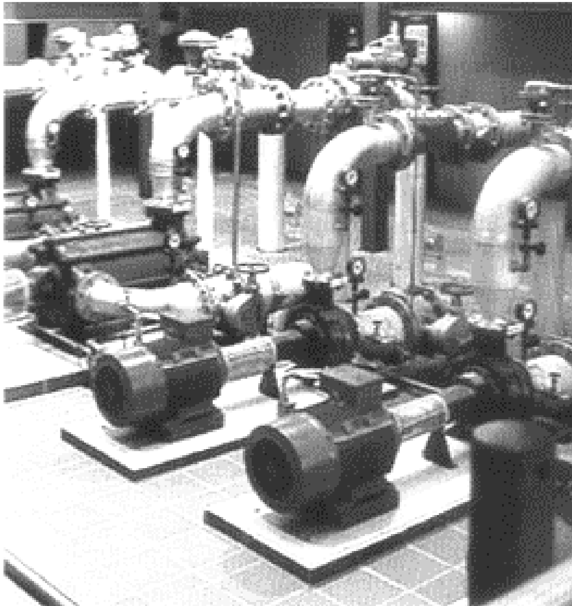
O campo da Eletrônica de Potência é multidisciplinar, pois envolve o conhecimento de dispositivos semicondutores de potência, elementos magnéticos, máquinas elétricas (motores e geradores elétricos), sistemas elétricos de potência, sistemas de controle, eletrônica digital e analógica.

Nos últimos anos, a Eletrônica de Potência tem se desenvolvido com rapidez devido a fatores como a evolução dos semicondutores de potência (aumento das capacidades de tensão e corrente, bem como da sua velocidade de comutação), avanços na área de processadores digitais de sinais (DSP's). Além disso, circuitos integrados específicos têm contribuído para viabilizar e versatilizar o controle dos conversores de potência, elevando o desempenho e ao mesmo tempo trazendo redução de custo.

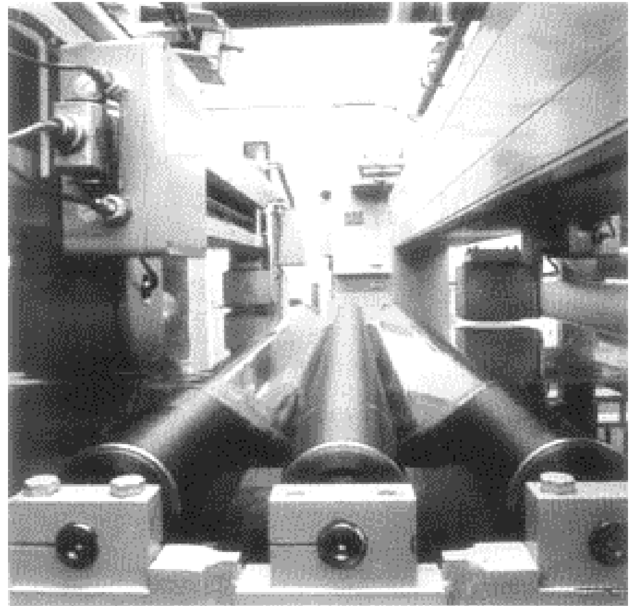
Nos dias de hoje, a eletrônica de potência encontra aplicações que envolvem potências que vão desde frações de watts até centenas de megawatts, como por exemplo em sistemas de acionamento de motores CA a velocidade variável para compressores, bombas hidráulicas, robôs, etc., aplicados no controle e automação de processos industriais. Além da área industrial, a eletrônica de potência também está presente nas fontes de alimentação de equipamentos de telecomunicações, computadores, equipamentos eletrônicos domésticos e nas fontes de energia ininterruptas ("No-Breaks"). O quadro abaixo resume algumas das aplicações da eletrônica de potência, e a Figura 1.1 e a Figura 1.2 a seguir ilustram algumas de suas aplicações.

Tabela 1-1

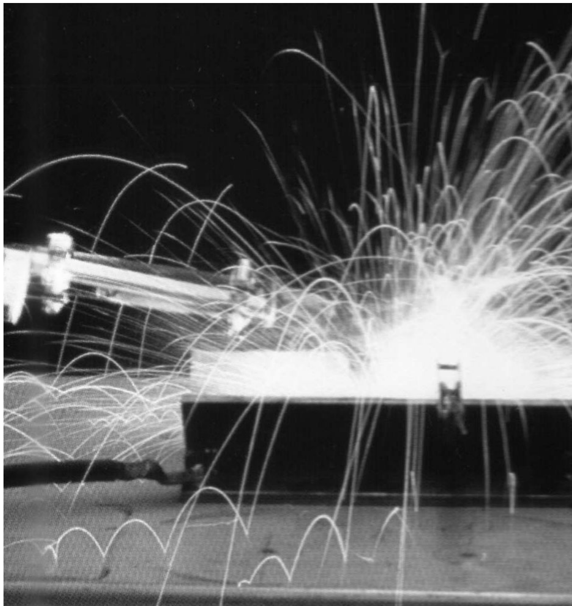
<table>
<tr><th colspan="2">ÁREAS DE APLICAÇÃO DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA</th></tr>
<tr><td rowspan="2">Área Industrial:
- Bombas
- Compressores
- Ventiladores
- Sopradores
- Máquinas-ferramenta (CNC)
- Robôs industriais
- Fornos a arco e de Indução
- LASER industrial para corte
- Máquinas de Solda
- Eletrólise</td><td>Área de Transportes:
- Tração em veículos elétricos: carros de passeio, locomotivas, metrôs e trólebus
- Carregamento de baterias de veículos elétricos
- Eletrônica Automotiva</td></tr>
<tr><td>Área Comercial:
- Elevadores
- Iluminação
- Sistemas de Energia ininterrupta UPS ("No-Breaks")</td></tr>
<tr><td>Área de Sistemas Elétricos de Potência
- Transmissão de energia em Corrente Contínua sob Alta Tensão (HVDC - High Voltage DC)
- Fontes de energia alternativas: Eólica e Fotovoltaica (PV - Photo- Voltaic)
- Sistemas de compensação de reativos em linhas de transmissão (SVG - Static VAR Generation)</td><td>Área Residencial
- Refrigeração
- Aquecimento ambiente
- Ar condicionado
- Cozimento
- Iluminação
- TV, microcomputadores, DVD Player, etc.</td></tr>
</table>



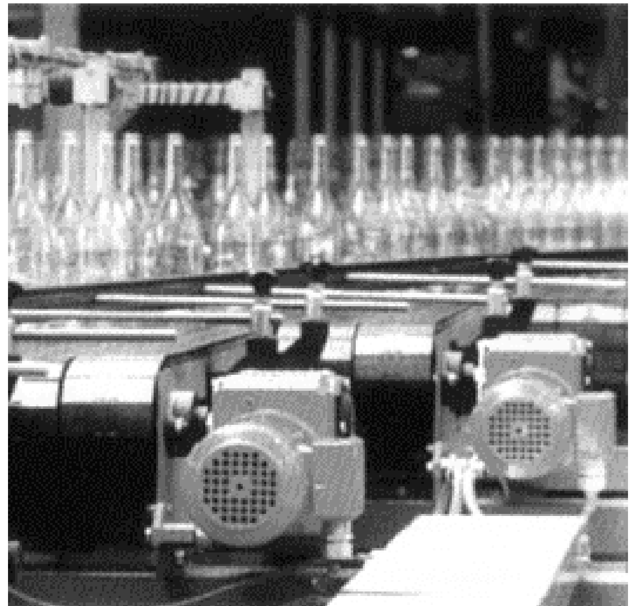
Bombeamento de insumos químicos



Laminação do plástico



Soldagem elétrica



Linha automática de engarrafamento

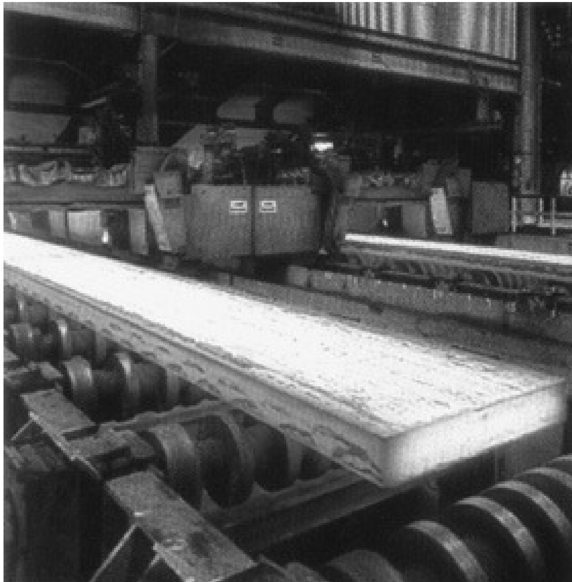


Geração eólica de energia elétrica

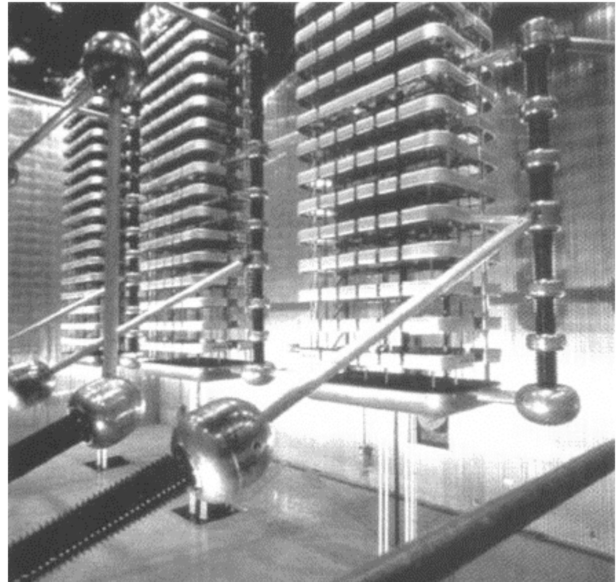


TGV – trem de alta velocidade (tração elétrica)

Figura 1.1 – Algumas áreas de aplicação da eletrônica de potência.



Laminação do aço



Transmissão de energia elétrica em alta tensão c.c. (HVDC)

Figura 1.2 – Exemplos de aplicação da eletrônica de potência (continuação)

2 – CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA

O *Conversor Estático* é o módulo básico dos sistemas eletrônicos de potência, responsável pela conversão da energia elétrica disponível na fonte para a forma adequada à carga. A Figura 2.1 ilustra o diagrama em bloco do conversor estático. Em geral, além da entrada de energia, os conversores possuem também uma ou mais entradas para controle. Através dessa entrada o fluxo de energia pode ser alterado de modo a atender a requisitos específicos da carga.

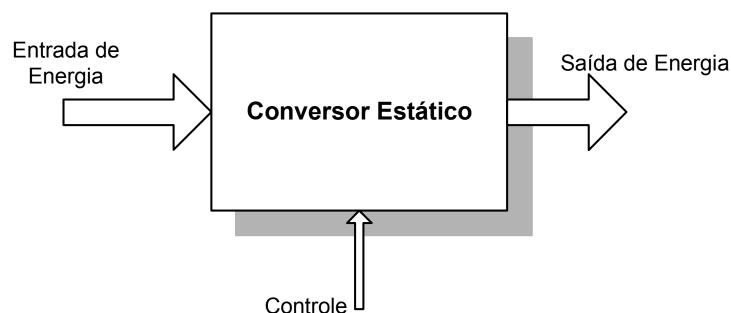


Figura 2.1 – Representação em bloco do conversor estático de potência

2.1– CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

São quatro os tipos básicos de conversão:

1. ***Conversão CC-CC***: num conversor CC-CC (ou *Chopper*), a tensão CC de entrada é convertida numa tensão CC de saída com amplitude maior ou menor, polaridade igual ou contrária, com ou sem isolamento elétrico;

2. ***Conversão CA-CC ou Retificação***: num conversor CA-CC ou retificador, a tensão CA é retificada produzindo uma tensão CC na saída. A tensão de saída pode ser controlada, dependendo do conversor;

3. ***Conversão CC-CA ou inversão***: num conversor CC-CA ou inversor, a tensão CC de entrada é convertida numa tensão CA de saída com amplitude e frequência variáveis;

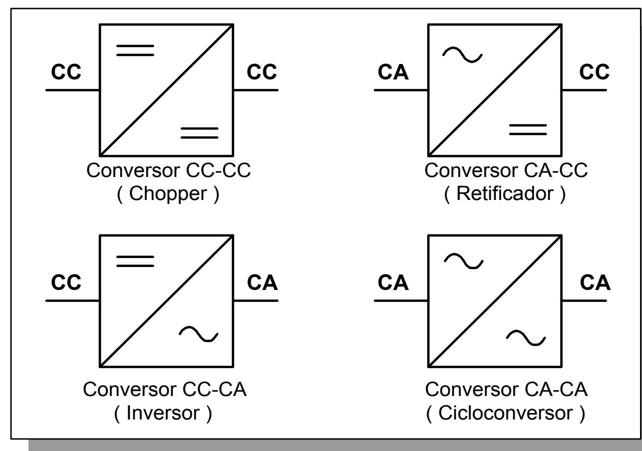


Figura 2.2 – Simbologia dos conversores estáticos

4. ***Conversão CA-CA ou Cicloconversão***: o cicloconversor converte uma tensão CA de entrada numa tensão CA na saída com frequência e/ou amplitude controláveis. Quando somente o valor eficaz da tensão é alterado, este conversor recebe o nome de *gradador*.

A Figura 2.2 ilustra os símbolos comumente utilizados para representar os conversores estáticos.

3 – CONVERSORES NÃO ESTÁTICOS

Cada um dos quatro tipos de conversão da energia elétrica mencionados acima pode ser também realizada de forma eletromecânica, isto é, utilizando motores e geradores c.c. e c.a. acoplados eixo a eixo. Esta forma de conversão foi amplamente utilizada antes do desenvolvimento dos semicondutores de potência, e é considerada não estática por utilizar máquinas rotativas e não dispositivos semicondutores de potência. A Figura 3.1 ilustra um retificador não estático. Neste exemplo, a energia elétrica de uma fonte c.a. é convertida em movimento de rotação por um motor c.a., que por sua vez faz girar o eixo de um gerador c.c. a ele acoplado. Desta forma, obtém-se na saída do gerador uma tensão c.c..Variando o tipo de fonte de energia (c.a. ou c.c.) e o tipo de máquina elétrica (motor ou gerador c.a. ou c.c.) podem-se efetuar cada um dos quatro tipos de conversão citados anteriormente. Os conversores não estáticos são bastante volumosos e pesados, e possuem partes móveis que se desgastam com o uso, requerendo manutenção frequente. Por outro lado, tendem a ser mais resistentes a sobrecargas e a curtos-circuitos do que os conversores eletrônicos; são mais simples e podem operar em altíssimas potências. Devido às suas fortes desvantagens, encontrar esse tipo de conversor ainda funcionando é bastante raro.

Uma classificação também encontrada na literatura divide os conversores de energia em eletrônicos (que seriam os conversores estáticos definidos aqui), e em não eletrônicos (não estáticos). Os transformadores e os amplificadores magnéticos[1] são conversores de energia considerados não eletrônicos (ou não estáticos), ambos do tipo c.a.-c.a..

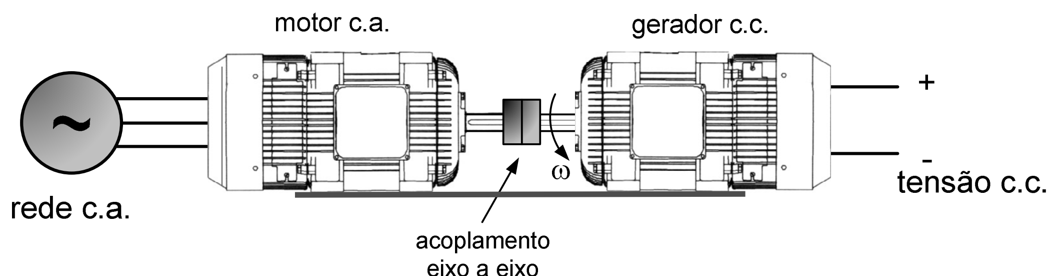


Figura 3.1 – Exemplo de um conversor não estático (retificador).

[1] Não sabe o que é um amplificador magnético? Pesquise e se surpreenda! Saiba que ele foi um grande trunfo tecnológico dos alemães na Segunda Guerra Mundial.

4 – Classificação dos Conversores

4.1 – Conversores Reversíveis e Unidirecionais

É importante ressaltar que, sob condições específicas, alguns conversores são capazes de reverter o sentido do fluxo de energia, isto é, fazer com que o *fluxo médio de energia seja da carga para a fonte*. Tais conversores são chamados *Conversores Reversíveis*. A Figura 4.1 apresenta um exemplo comparativo entre um retificador reversível e um retificador unidirecional. Ambos são retificadores porque o sentido *preferencial* do fluxo de energia é CA-CC. Mas o primeiro retificador tem a capacidade de operar também no sentido contrário, isto é, fazendo a conversão CC-CA, quando então se diz que o *retificador está operando como inversor*.

A reversibilidade do fluxo de energia permite muitas aplicações práticas interessantes. Por exemplo, num veículo elétrico, por ocasião das frenagens (reduções da velocidade) ou em descidas, a energia cinética ou potencial do veículo pode ser utilizada para recarregar as baterias. Nesse caso o motor elétrico passa a operar como gerador, e o conversor estático utilizado (sendo reversível) recarrega as baterias.

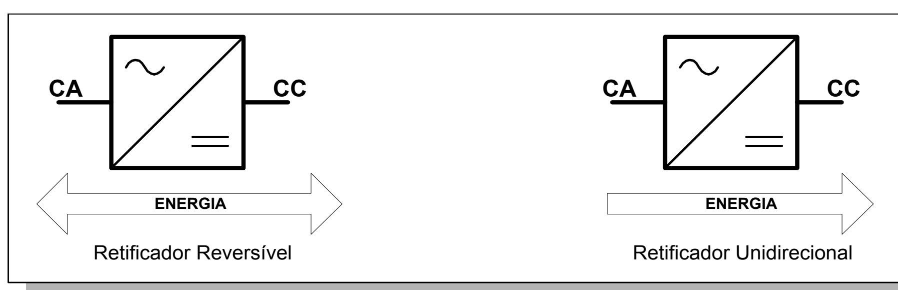


Figura 4.1 – Exemplos de Conversores Reversíveis e Unidirecionais

4.2 – Conversores Diretos e Indiretos

A conversão entre duas formas de energia elétrica pode ser feita de forma *direta* ou *indireta*. Nos conversores diretos não há estágio intermediário de conversão, por exemplo: CA-CC. Já nos conversores indiretos, podem haver um ou mais estágios intermediários, por exemplo CA-CC-CA. A Figura 4.2 ilustra os diagramas de sistemas diretos e indiretos de conversão.

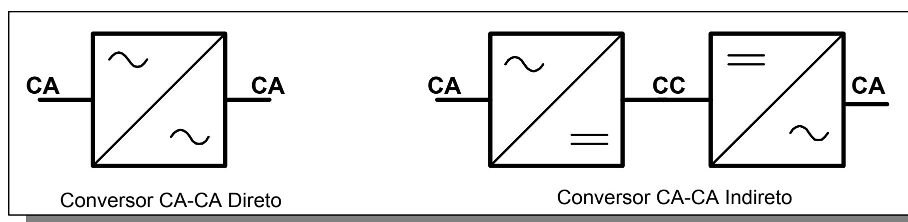


Figura 4.2 – Exemplos de conversão direta e indireta

4.3 – Conversores de Frequência de Linha e de Alta Frequência

Como será visto logo a seguir, os conversores estáticos de potência utilizam chaves eletrônicas para modificar o tipo e controlar o fluxo de energia. Estas chaves são comandadas em certa frequência. Os conversores que trabalham ligados à rede CA comercial e operam na mesma frequência desta (50Hz ou 60Hz) são classificados como *conversores de frequência de linha*; os demais conversores que operam frequências mais elevadas são chamados *conversores de alta frequência*. Nos conversores de frequência de linha, a tensão senoidal da rede pode inclusive atuar no processo de desligamento das chaves do conversor, como no caso dos retificadores a tiristores (SCR). A Figura 4.3 ilustra a classificação geral dos conversores estáticos de potência.

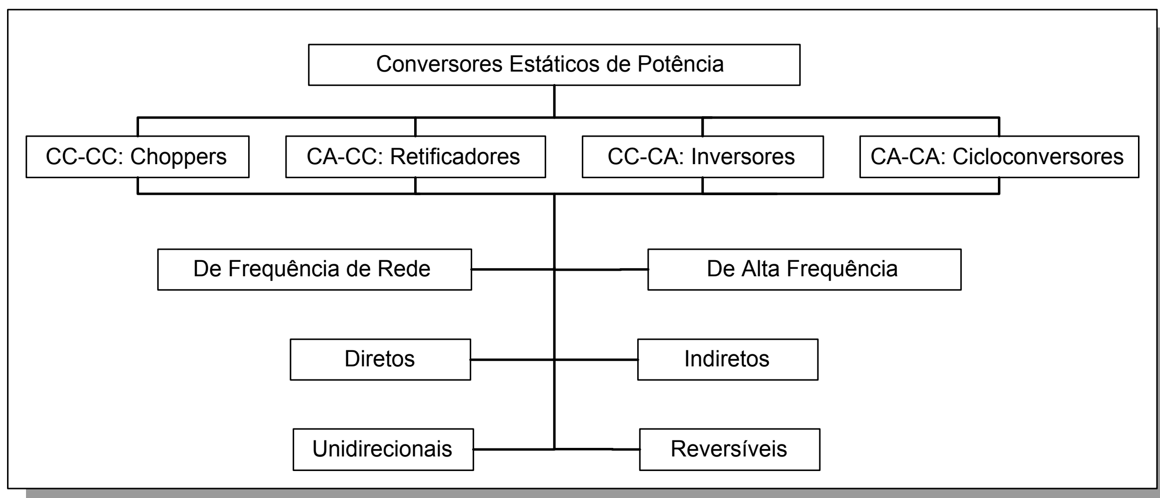


Figura 4.3 – Classificação geral dos conversores estáticos de potência

4.4 – Rendimento de Conversão

O rendimento de um conversor é definido como a razão entre as potências de saída e de entrada do conversor:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \tag{4.1}$$

Um conversor que possui um rendimento de 90%, por exemplo, perde 10% da potência de entrada na forma de calor. Se a potência de saída for substancial, assim também será o calor a ser dissipado, o que levará à necessidade da utilização de um caro sistema de refrigeração do conversor.

O alto rendimento é uma característica essencial no processamento de energia, porque, em primeiro lugar, conversores com baixo rendimento requerem grandes dissipadores para a retirada da energia perdida na forma de calor, o que dificulta ou mesmo inviabiliza sua realização prática. Em segundo lugar, reduzir as perdas significa reduzir o consumo de energia, cuja geração é cara e causa impacto ambiental negativo.

O rendimento é um bom indicador do desempenho de um conversor estático. Operando com alto rendimento o conversor fica menor, mais leve e mais confiável.

4.5 – Utilização de Chaves no Processamento da Energia Elétrica

A fim de controlar o fluxo de energia com alto rendimento, os semicondutores utilizados nos conversores de potência operam como chaves, estando completamente ligados ou desligados. O estado intermediário, de característica resistiva, é evitado. A razão é que, idealmente, uma chave não dissipa calor, pois quando está fechada, há corrente mas não há queda de tensão em seus terminais; quando está aberta não há corrente circulando. Em ambos os casos a potência perdida *na chave* é nula. A Figura 4.4 ilustra essa característica.

As chaves eletrônicas presentes no conversor conectam diretamente ou indiretamente a fonte e a carga, permitindo um fluxo de energia controlado e os vários tipos de conversão anteriormente citados. A frequência de abertura/fechamento das chaves pode variar desde algumas dezenas de hertz até a casa dos mega hertz.

A implementação das chaves nos conversores é realizada com dispositivos semicondutores de potência: diodos, transistores e tiristores. No caso dos transistores, somente as regiões de corte (equivalente a uma chave aberta) e saturação (equivalente a uma chave fechada) são utilizadas, uma vez que a região linear do transistor equivale a um resistor.

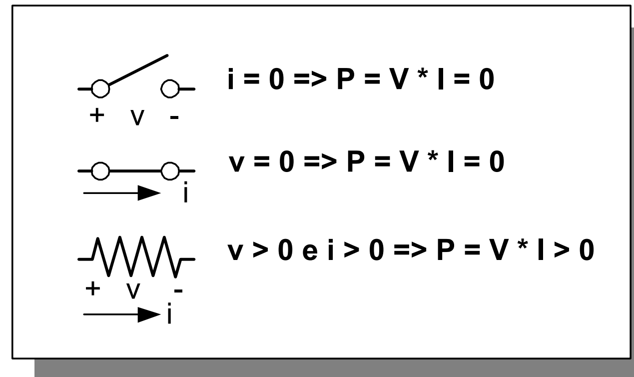


Figura 4.4 – Dissipação de potência numa chave ideal

4.6 – Constituição dos Conversores Estáticos

Normalmente, os componentes magnéticos são evitados em aplicações de processamentos de sinais, devido ao seu tamanho, custo e à dificuldade de miniaturização. Além disso, como nestas aplicações o rendimento não é um fator crítico (devido às baixas potências envolvidas), os resistores são muito utilizados. Já nos conversores estáticos de potência ocorre o contrário: os resistores são evitados porque causariam grandes perdas de energia, e capacitores e indutores são largamente utilizados porque idealmente eles não dissipam energia, apenas a armazenam.

Desta forma, pode-se concluir que os conversores estáticos são constituídos basicamente por dois tipos de elementos:

- ***Elementos Estáticos***: são os semicondutores utilizados como chaves;
- ***Elementos Reativos***: são os capacitores, indutores (e transformadores) utilizados como filtros ou como armazenadores intermediários de energia.

A Figura 4.5 ilustra os elementos que podem constituir um conversor estático de potência.

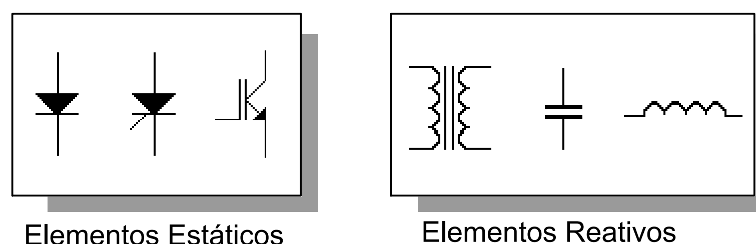


Figura 4.5 – Elementos dos conversores estáticos de potência

4.7 – Princípio Básico de Funcionamento dos Conversores Estáticos

As figuras abaixo ilustram o princípio básico de funcionamento dos conversores estáticos. Na Figura 4.6 a chave S é fechada apenas nos semiciclos positivos da tensão de entrada, e assim a tensão v_o sobre a carga torna-se cc, apesar de pulsante. É o conhecido *retificador* de meia-onda em operação.

Na Figura 4.7 a chave é fechada durante certo intervalo de tempo tanto no semiciclo positivo da tensão de entrada quanto no semiciclo negativo. A tensão que chega à carga é alternada, mas possui um valor eficaz inferior (devido ao tempo que a chave fica aberta), o que constitui um *gradador*.

O conversor apresentado na Figura 4.8 possui quatro chaves. Fechando-se s_1 e s_4 a tensão na carga tem a mesma polaridade da tensão de entrada, enquanto se s_2 e s_3 são fechadas a tensão na carga tem polaridade oposta àquela presente na tensão de entrada. Assim, é possível sintetizar na carga uma forma de onda alternada com frequência inferior à da tensão de entrada, constituindo um *cicloconversor*.

O princípio da conversão CC-CC chaveada está apresentado na Figura 4.9. A tensão da fonte CC de entrada é "retalhada" (daí o nome *chopper*), de modo que a tensão que chega à carga é também CC, mas possui valor médio inferior ao da tensão de entrada nesse caso. Na maior parte das aplicações é necessário filtrar a tensão de saída antes de aplicá-la à carga.

Finalmente, a Figura 4.10 mostra como a conversão cc-ca é realizada por um *inversor* em ponte.

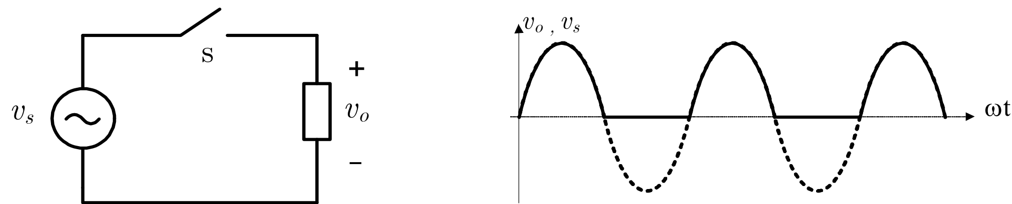


Figura 4.6 – Princípio de funcionamento do conversor CA-CC (retificador)

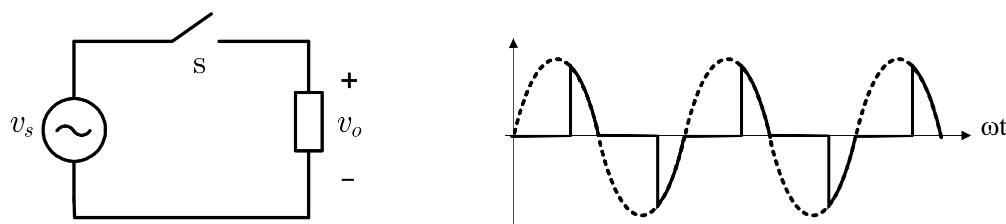


Figura 4.7 – Princípio de funcionamento do conversor CA-CA (gradador).

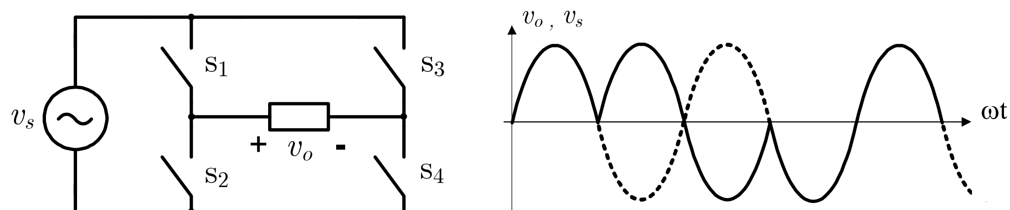


Figura 4.8 – Princípio de funcionamento do conversor CA-CA (cicloconversor).

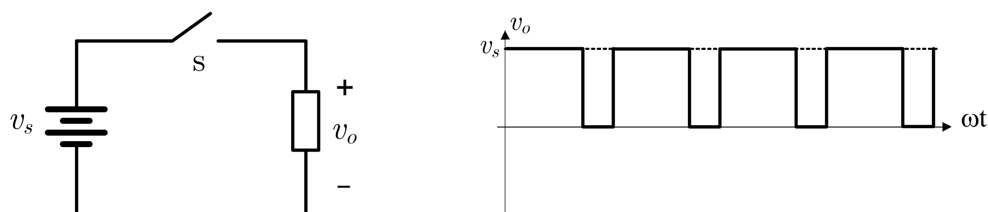


Figura 4.9 – Princípio de funcionamento do conversor CC-C (chopper).

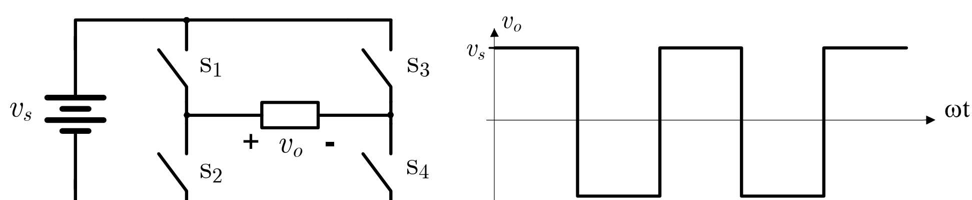


Figura 4.10 – Princípio de funcionamento do conversor CC-CA (inversor).

5 – VALOR MÉDIO E VALOR EFICAZ

No estudo dos conversores de potência, é comum a necessidade de expressar por um único número o valor de grandezas variáveis no tempo (como tensão, corrente e potência), também chamadas de sinais. Para isso, utilizam-se os conceitos de valor médio ou de valor eficaz, conforme o caso.

5.1 – VALOR MÉDIO

O valor indicado pelo voltímetro c.c. (ou amperímetro c.c.) é o valor médio da tensão (ou corrente) em seus terminais. O mesmo vale para o wattímetro, que indica o valor da potência média. O valor médio é também importante na especificação da capacidade de condução de corrente dos dispositivos de potência, como diodos, tiristores, transistores, etc.

5.1.1 – Valor médio de sinais discretos

A representação gráfica de um sinal discreto está ilustrada na Figura 5.1, onde são mostradas as idades dos alunos de uma turma. Como pode ser observado, existe um número *finito* de itens, o que dá a característica discreta à grandeza.

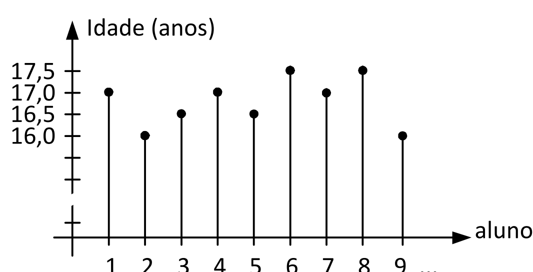


Figura 5.1 – Representação gráfica de uma variável discreta (idades dos alunos de uma turma).

O cálculo da média aritmética de um sinal discreto é simples: basta somar e dividir pelo número de itens, de acordo com a expressão:

$$X_{\text{med}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i = \frac{x_1 + x_2 + \cdots + x_N}{N} \qquad (5.1)$$

onde N é o número de itens e x_i é o valor de cada item. No gráfico acima, a média das idades dos nove primeiros alunos é 151/9=16,777... (confira).

5.1.2 – Valor médio de sinais contínuos

A representação gráfica de um sinal contínuo está apresentada na Figura 5.2. Como pode ser observado, a variável dependente (que no exemplo é a temperatura T de um local qualquer) existe continuamente ao longo da variável independente (o tempo t). A curva da Figura 5.2 é chamada curva da temperatura instantânea. Num dado intervalo de tempo (p. ex. no intervalo [5, 15] minutos) há *infinitos* valores de temperatura, o que dá a característica contínua ao sinal.

Mas como calcular a temperatura *média* dentro de determinado intervalo de tempo se há infinitos valores possíveis? Podemos iniciar tentando calcular a média aproximada. Para isso, realizamos a coleta de N amostras dentro do intervalo de tempo de interesse $[t_a, t_b]$, uma a cada Δt segundos. (Isso se chama discretização ou amostragem do sinal com período Δt). Para cada valor t_i da abscissa da amostra dentro do intervalo, obtemos a temperatura correspondente $T_i=f(t_i)$, onde f é a função que relaciona T(°C) e t(min), como ilustrado na Figura 5.3.

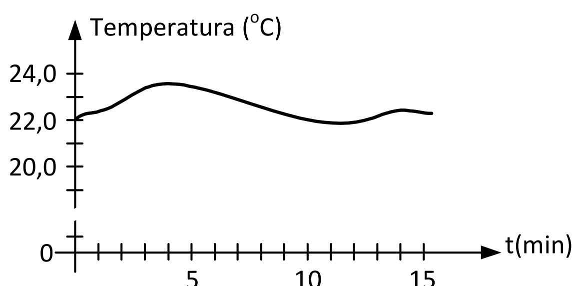


Figura 5.2 – Sinal contínuo (temperatura vs. tempo).

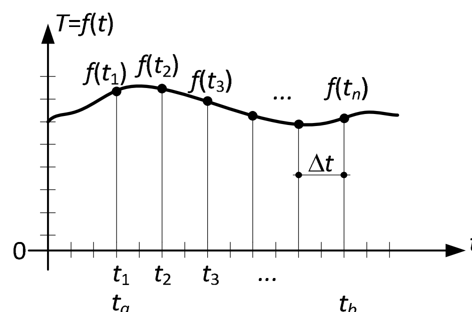


Figura 5.3 – Amostragem do sinal de temperatura $T(t)$.

De posse das amostras T_1, T_2...T_N, podemos calcular a temperatura média *aproximada* no intervalo $[t_a, t_b]$:

$$T_{\text{med}} \approx \frac{f(t_1) + f(t_2) + f(t_3) \cdots + f(t_n)}{N}. \quad (5.2)$$

A largura do intervalo Δt pode ser representada fazendo-se $\Delta t = (t_b - t_a)/N$. Assim, pode-se escrever $N=(t_b - t_a)/\Delta t$ e substituir essa expressão em (5.2), o que resulta

$$T_{\text{med}} \approx \frac{f(t_1) + f(t_2) + \cdots + f(t_N)}{\frac{t_b - t_a}{\Delta t}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow T_{\text{med}} \approx \frac{1}{t_b - t_a}\left[f(t_1)\Delta t + f(t_2)\Delta t + \cdots + f(t_N)\Delta t\right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow T_{\text{med}} \approx \frac{1}{t_b - t_a}\sum_{i=1}^{N} f(t_{\text{i}})\Delta t, \quad (5.3)$$

que nada mais é do que outra forma de se escrever a expressão (5.2).

Para aumentarmos a exatidão do cálculo da temperatura média, podemos aumentar o número de amostras N, o que reduz o intervalo de tempo Δt entre elas. À medida que N cresce, Δt diminui e a média calculada se aproxima do valor exato. Se fizermos N extremamente elevado, tendendo a infinito, a média calculada convergirá para o valor exato. Matematicamente, isto pode ser representado aplicando-se o conceito de limite na expressão (5.3), resultando em:

$$T_{\text{med}} = \lim_{N \to \infty} \frac{1}{t_b - t_a}\sum_{i=1}^{N} f(t_{\text{i}})\Delta t \quad (5.4)$$

Observando (5.4) com cuidado, podemos notar que o termo $f(t_i)\Delta t$ corresponde à área de um pequeno retângulo de altura $f(t_i)$ e base Δt. Com um número muito elevado de retângulos, ou seja, com $N \to \infty$, teremos a área total exata sob a curva no intervalo $[t_a, t_b]$.

Assim, por observação de (5.4), podemos definir o **valor médio** do nosso sinal de temperatura no intervalo $[t_a, t_b]$ por

$$T_{\text{med}} = \frac{\text{Área de } T(t)\Big|_{t=t_a}^{t=t_b}}{t_b - t_a}, \quad (5.5)$$

onde o somatório em (5.4) representa essa área, que por definição é a *integral definida* da função $T(t)$ no intervalo $[t_a, t_b]$. Assim, podemos escrever

$$T_{\text{med}} = \frac{1}{t_b - t_a}\int_{t_a}^{t_b} f(t)dt\,. \quad (5.6)$$

É comum a notação da barra superior para o valor médio de uma grandeza, como por exemplo $\overline{T}$ (=T_{med}).

❖ Outra forma de se calcular o valor médio de uma variável contínua é igualando-se a área sob o seu valor médio T_{med} (que é a constante que se pretende encontrar) com a área sob a função dada (área sob a curva da temperatura instantânea dada no exemplo), no intervalo considerado. Expressando-se matematicamente essa ideia, tem-se

$$T_{\text{med}} \cdot (t_b - t_a) = \int_{t_a}^{t_b} f(t)dt\,. \quad (5.7)$$

Como ilustra a Figura 5.4, o lado esquerdo de (5.7) representa a área do retângulo de altura T_{med} e base igual a (t_b- t_a), e o lado direito de (5.7) é a área sob a curva da temperatura instantânea no intervalo [t_a, t_b]. Explicitando-se T_{med}, chega-se à mesma definição de valor médio dada por (5.5).

Em outras palavras, o valor médio de um sinal é o valor constante que delimita a mesma área que o sinal dado, no intervalo considerado.

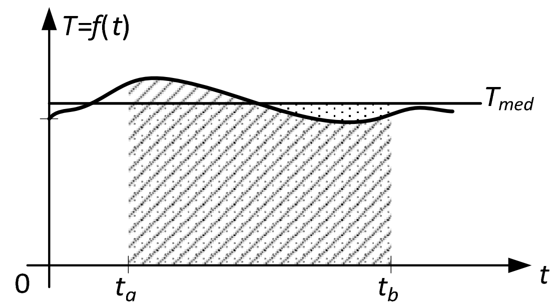


Figura 5.4 – A área sob o valor médio T_{med} é igual à área sob a curva dada, no intervalo considerado.

5.1.3 – Valor médio de grandezas contínuas periódicas

Para se encontrar o valor médio de uma grandeza $x(t)$ periódica com período T, basta conhecer o valor médio em um ciclo, pois esse será igual ao valor médio de qualquer número inteiro de ciclos. Assim,

$$X_{\text{med}} = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)dt\,, \tag{5.8}$$

onde T é o período do sinal $x(t)$.



Você Sabia...?
Que os instrumentos de medida Amperímetro c.c, Voltímetro c.c. e Wattímetro indicam o valor médio das respectivas grandezas?



Faça os exercícios sobre valor médio do final do capítulo antes de continuar...

5.2 – VALOR EFICAZ (OU RMS)

O valor eficaz ou RMS – *Root Mean Square* de um sinal de tensão ou corrente é o valor constante que produz a mesma potência *média* numa resistência que o sinal dado produz.

Por exemplo, uma onda *senoidal* de tensão, que muda de valor a cada instante, produz certa potência média quando ligada a uma resistência. Uma tensão *constante* de amplitude igual ao *valor eficaz* dessa senóide produzirá *a mesma potência média* quando ligada a essa mesma resistência.

O valor eficaz nominal da tensão da rede senoidal residencial em Belo Horizonte é 127Vrms (ou 127V_{ef}). Isto significa que, se uma bateria de 127Vcc for ligada a uma lâmpada, a potência média desenvolvida em watts será a mesma que aquela produzida nessa lâmpada pela senóide de 127Vrms.



Mas como calcular o valor eficaz? Acompanhe o raciocínio a seguir...

A fim de tornar mais simples o entendimento, vamos considerar o sinal de corrente mostrado na Figura 5.5. Vamos considerar também que essa corrente circula por um resistor de 2Ω. Para calcularmos a potência *média* no resistor, vamos calcular primeiro o sinal da potência instantânea $p(t)$ simplesmente fazendo $p(t)=R\cdot[i(t)]^2$. Assim, onde i=3A, $p=(3A)^2\cdot 2\Omega=18W$; onde i=6A, $p=[6A]^2\cdot 2\Omega=72W$; e finalmente onde i=-7A, $p=(-7A)^2\cdot 2\Omega= 98W$. A Figura 5.6 mostra a onda da potência instantânea $p(t)$ obtida.

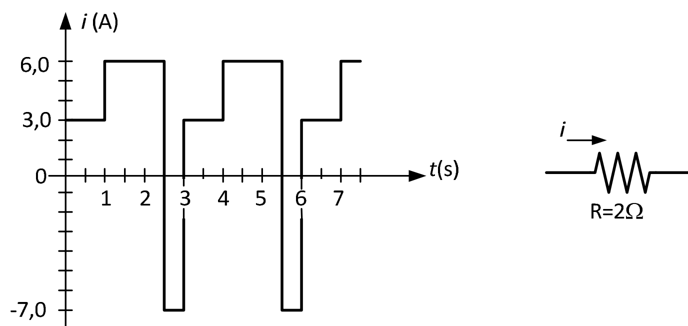


Figura 5.5 – Onda de corrente num resistor R=2Ω.

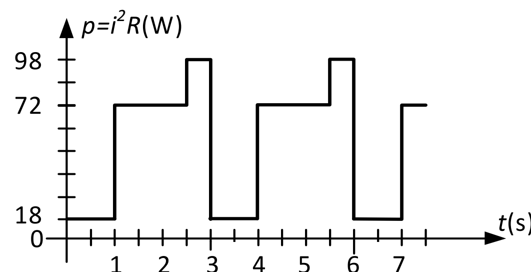


Figura 5.6 – Onda da potência instantânea no resistor da Figura 5.5.

Agora podemos calcular a potência média utilizando o conceito de valor médio de um sinal contínuo, abordado na seção anterior. A primeira observação é que o sinal de $p(t)$ é periódico com período T=3s. Assim, basta calcularmos o valor médio da potência em um ciclo para sabermos a potência média em qualquer número inteiro de ciclos. Primeiro, usando a definição (5.5) para calcular a média, devemos calcular a área sob a curva $p(t)$ em um ciclo: área=(18W·1s) + (72W·1,5s) + (98W·0,5s)=175W·s. Finalmente, aplicamos a definição (5.5): P_{med}=área/T = 175W·s/3s = 58,333W.

Ok, sabemos o valor da potência média que a onda de corrente produz no resistor. Mas será que teremos que seguir esse procedimento toda vez que desejarmos conhecer a potência média produzida por uma corrente qualquer em uma resistor? Será que existe um *valor equivalente* à forma de onda de corrente da Figura 5.5, chamado por exemplo I_{ef}, tal que possamos fazer simplesmente $I_{ef}^2 \cdot R = P_{med}$?

No nosso exemplo, já que sabemos que P_{med}=58,333W, podemos descobrir o valor de I_{ef} explicitando-o na expressão $P_{med}=I_{ef}^2 \cdot R$, o que resulta em $I_{ef}=\sqrt{(P_{med}/R)}$. Assim, I_{ef}=√(58,333W/2Ω)=5,40A. Desta forma, 5,40A é o valor equivalente da onda de corrente que produz a mesma potência da onda original. Esse valor é comumente chamado valor eficaz da corrente, representado por I_{ef} ou I_{rms}.

Resumindo o que fizemos para encontrar o valor eficaz I_{ef}: primeiro elevamos a onda de corrente ao quadrado e multiplicamos pela resistência para encontrar a onda de potência: $p(t)=i^2(t)\cdot R$. Depois calculamos o valor médio de $p(t)$ em um ciclo: P_{med}={área de $p(t)[0,T]$}/T. Finalmente extraímos a raiz quadrada de P_{med}/R para encontrarmos I_{ef}. Ajuntando esses passos numa única expressão matemática, temos:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{\text{valor médio de } p(t)}{R}} = \sqrt{\frac{1}{R}\frac{\text{área de } [i^2(t)R]}{T}} = \sqrt{\frac{\text{área de } [i^2(t)]}{T}} . \qquad (5.9)$$

O cálculo da área em (5.9) é realizado através da integral definida, e assim(5.9) pode ser escrita genericamente como:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} , \qquad (5.10)$$

Q'ue é a definição formal de valor eficaz. Devido à forma como é calculado, o valor eficaz é também chamado valor RMS (*root mean square*) – valor médio quadrático.

Se aplicarmos (5.10) diretamente à forma de onda da Figura 5.5 sem passar por todos os passos anteriores, encontramos facilmente o valor eficaz:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{\text{área de } [i(t)]^2}{T}} = \sqrt{\frac{[(3^2 \cdot 1) + (6^2 \cdot 1,5) + (-7^2 \cdot 0,5)]}{3}} = 5,4\,\text{Arms !} \qquad (5.11)$$

A importância da especificação do valor eficaz da corrente nos dispositivos semicondutores de potência reside no fato de que este valor se relaciona diretamente com a potência dissipada na parcela resistiva dos dispositivos.



Quando houver referência a valores eficazes, uma observação importante deve ser feita com relação à notação das unidades. Devido à própria definição de valor eficaz, deve-se obrigatoriamente utilizar a notação "rms" ou "ef" para correntes e tensões eficazes. O objetivo é permitir a distinção entre valores médios ou instantâneos e valores eficazes. É importante lembrar que, de uma forma geral, Vrms ≠ V, e Arms ≠ A.



Observação: Não existe potência rms, apenas potência instantânea $p(t)$ e potência média P.



Para pensar: Qual o valor eficaz de um sinal c.c., constante em 10V ?...



Os instrumentos de medida *convencionais* são ajustados para indicar o valor eficaz de formas de onda senoidais apenas. Assim, um voltímetro c.a. comum, por exemplo, indica corretamente o valor eficaz da tensão **somente se a forma de onda for senoidal**. Para indicar o valor eficaz correto de qualquer forma de onda, o instrumento deve possuir obrigatoriamente a característica ***True-RMS***. Os aparelhos eletrônicos atuais de boa qualidade possuem essa característica, assim como os instrumentos analógicos do tipo ferro-móvel[1].



Qual dos intrumentos na Figura 5.7 mede valor médio e qual mede valor eficaz? Pesquise e responda!

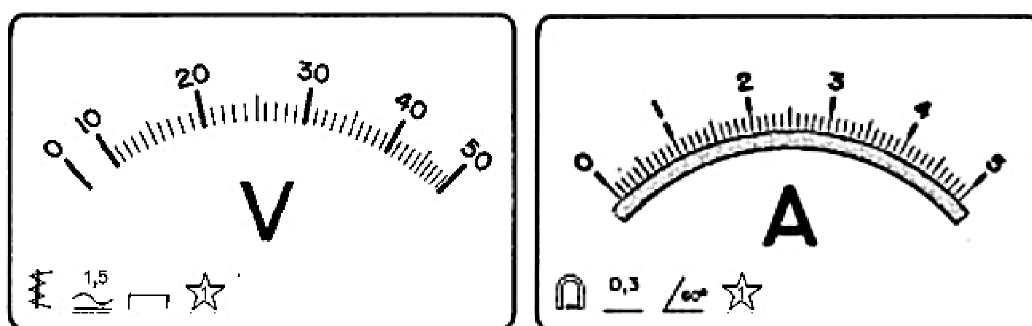


Figura 5.7 – Escalas de um voltímetro e de um amperímetros analógicos. Um deles é do tipo ferro móvel (mede valor eficaz real ou *true-rms*), e o outro é do tipo bobina móvel (mede valor médio).

6 – Dispositivos Semicondutores de Potência

Os dispositivos semicondutores de potência, também chamados interruptores estáticos, constituem a parte central dos conversores de potência. Operando como chaves, eles atuam sobre o fluxo de energia elétrica sem partes móveis, daí o nome "estático". Nos últimos anos, a tecnologia de dispositivos de potência vem recebendo grandes avanços. Novos tipos de interruptores com maiores capacidades de tensão e corrente, maior velocidade de comutação, menores perdas e maior facilidade de controle têm sido desenvolvidos, o que não somente tem viabilizado o emprego de conversores em novas aplicações, como também possibilitado o surgimento de novas topologias[2] de conversores.

[1] Pesquise rapidamente na internet sobre instrumentos analógicos do tipo bobina-móvel e do tipo ferro-móvel.
[2] Topologia: estrutura do circuito do conversor de potência

6.1 – Classificação dos Interruptores Estáticos de Potência

Em princípio, os interruptores de potência podem ser agrupados em três classes principais, segundo [3]:

- ***Diodos:*** possuem ligamento e desligamento dependentes do circuito de potência, isto é, não são controláveis;
- ***Tiristores:*** podem ser ligados pelo circuito de comando, mas seu desligamento depende do circuito de potência; uma vez travados no estado de condução não podem mais ser bloqueados pelo terminal de controle;
- ***Chaves Controláveis:*** podem ser ligadas ou desligadas pelo circuito de comando.

O SCR e o TRIAC são os componentes que representam a classe dos tiristores. Na classe das chaves controláveis de potência se enquadram o BJT – transistor bipolar, o transistor Power MOSFET, o IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor* e o GTO – *Gate Turn Off Thyristor*. Este último está nessa classe, apesar de ser na verdade um tiristor, pois possui o disparo e o bloqueio controláveis. O mesmo ocorre com o IGCT – *Integrated Gate Commutated Thyristor*, que é um tiristor com disparo e bloqueio controláveis.

A Tabela 2 resume as características dos interruptores de potência com relação à controlabilidade do ligamento e desligamento, e a Figura 6.1 apresenta a simbologia utilizada para esses dispositivos. Os diodos, por exemplo, possuem o disparo e o bloqueio espontâneos, isto é, que dependem das condições do circuito e não da polarização do terminal de comando (que inclusive não existe neles).

As características dos semicondutores de potência podem ser divididas em estáticas e dinâmicas. As características *estáticas* referem-se ao comportamento do componente sob condições de corrente e tensão fixas (independentes do tempo), isto é, sua característica v x i. As características dinâmicas referem-se aos processos de ligamento e desligamento do componente, isto é, v x t e i x t.

Tabela 2 – Controlabilidade das chaves de potência

		BLOQUEIO	
		Espontâneo	**Comandado**
DISPARO	**Espontâneo**	DIODO	”TIRISTOR-DUAL”
	Comandado	SCR, TRIAC	BJT, IGBT, MOSFET GTO, IGCT, etc.

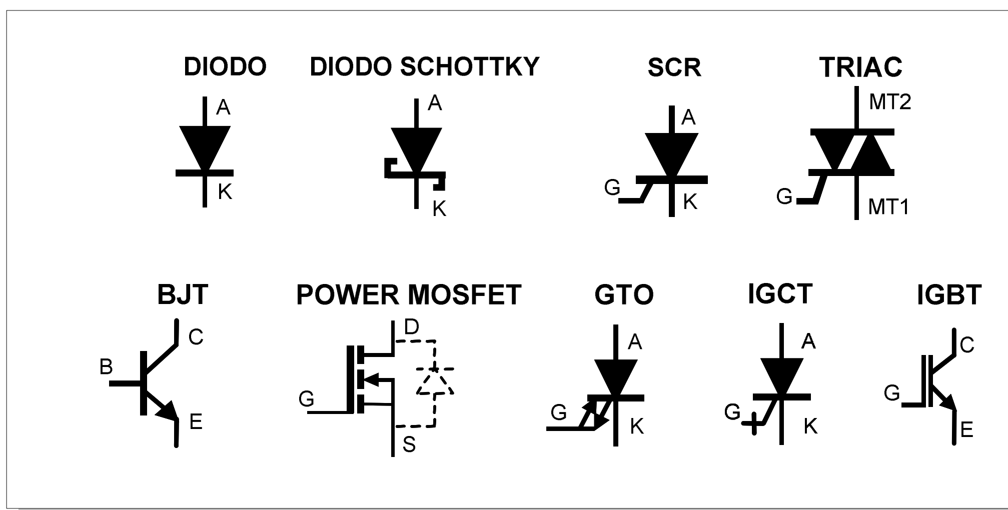


Figura 6.1 – Simbologia dos dispositivos semicondutores de potência

6.2 – CARACTERÍSTICAS V X I IDEALIZADAS DAS CHAVES DE POTÊNCIA

O comportamento estático das chaves de potência pode ser representado no plano V x I, isto é, a característica corrente versus tensão (de seus terminais de potência), conforme ilustra a Figura 6.2.

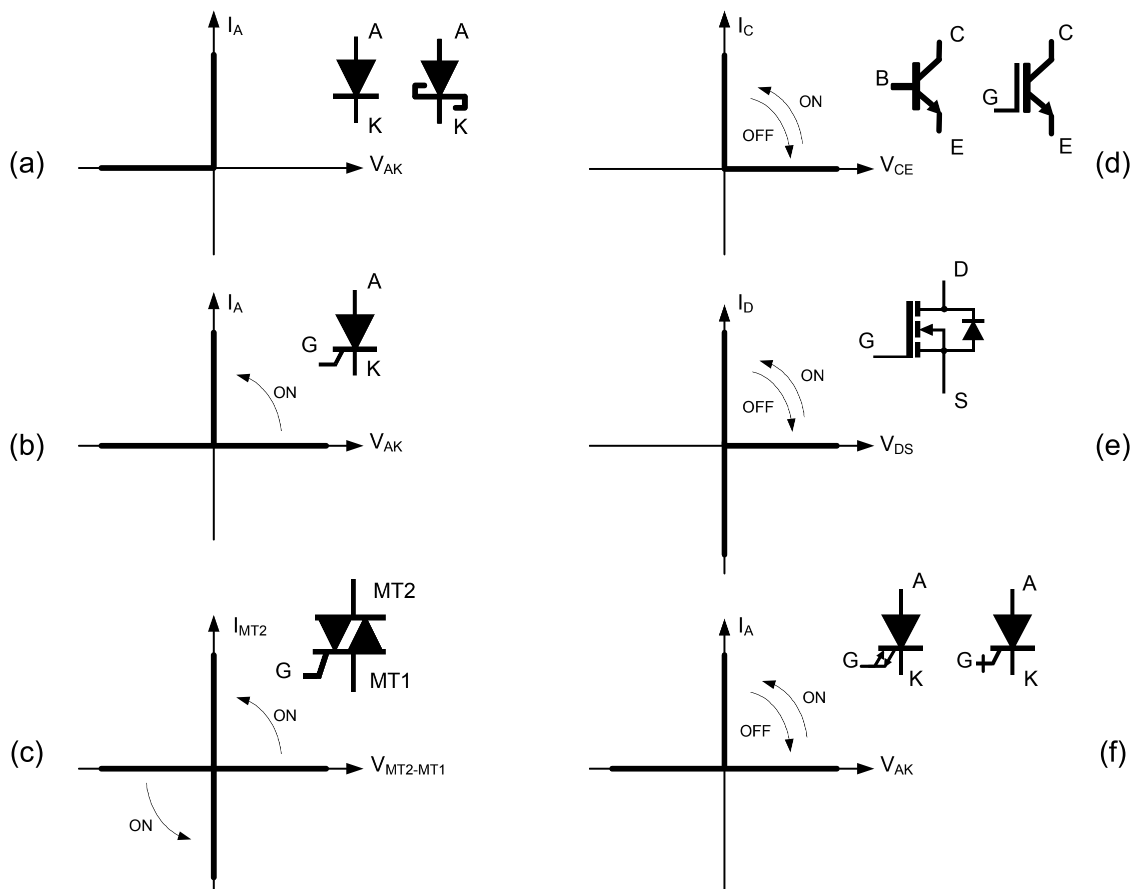


Figura 6.2 – Características V x I idealizadas das chaves de potência.

6.2.1 – Associação de Chaves de Potência

Em Eletrônica de Potência, é comum a associação de chaves para se obter as características de condução de corrente e de bloqueio de tensão desejadas. Por exemplo, na Figura 6.3 encontramos duas formas diferentes de se construir uma chave c.a. controlável, isto é, uma chave bidirecional em tensão e corrente. Você é capaz de apontar as vantagens e desvantagens de cada forma?

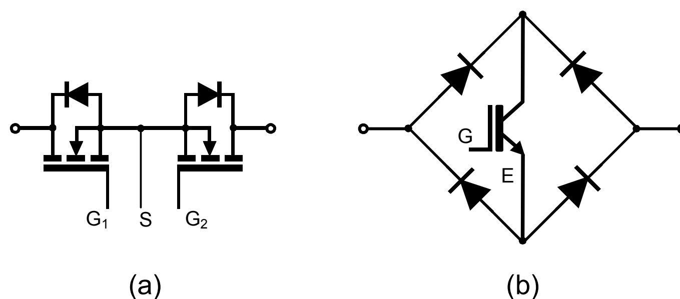


Figura 6.3 – Implementações de uma chave c.a. controlável.



Qual seria a característica V x I das chaves a.c. da Figura 6.3?

6.3 – CHAVES IDEAIS VERSUS CHAVES REAIS

Os interruptores estáticos reais apresentam perdas que podem ser divididas em:

- *Perdas por condução*: são causadas pelas quedas de tensão durante estado de condução do dispositivo (estado *on*);
- *Perdas por comutação*: são causadas pelos tempos não nulos de chaveamento, durante os quais ocorrem tensões e correntes elevadas simultaneamente sobre o dispositivo. Em altas frequências estas perdas tornam-se significativas e limitam a máxima frequência de trabalho dos conversores;
- *Perdas por corrente de fuga*: são causadas pelas correntes de fuga no estado de bloqueio dos dispositivos. Esta perda normalmente é pequena e por isso normalmente desprezada.

Outra não idealidade encontrada nas chaves reais é que certa potência é necessária para comandá-las. Isso chega a constituir um forte problema nos GTOs e IGCTs, onde pulsos de corrente muito elevados devem aplicados ao terminal de comando. Nos BJTs há ainda o inconveniente de ser necessário manter a elevada corrente de base durante todo o período *on*.

6.3.1 – O Processo de comutação de uma chave eletrônica real (com carga indutiva)

A Figura 6.4 apresenta uma situação que surge muito frequentemente nos circuitos dos conversores estáticos: o chaveamento de uma carga com característica indutiva, representada pela fonte de corrente I_o. A parcela indutiva pode fazer parte da própria carga (como num motor, por exemplo), ter a função de filtro ou de armazenamento de energia nos conversores. Durante as comutações da chave controlável (que ocorrem em frações de µs, tipicamente), a corrente na carga praticamente não varia (devido à parcela indutiva), daí a sua modelagem como uma fonte de corrente constante.

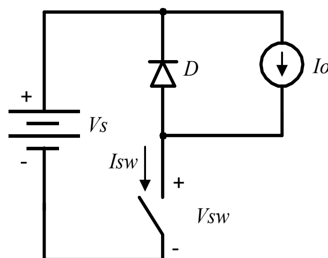


Figura 6.4 – Situação típica de chaveamento em conversores

A Figura 6.5 mostra as formas de onda simplificadas de tensão e corrente na chave controlável da Figura 6.4, considerando diodo ideal. A tensão da fonte c.c. é *Vs*, e a frequência de operação é $fs=1/Ts$. Na mesma figura está apresentada a curva da potência dissipada na chave ($p_{sw}=v_{sw}\cdot\ i_{sw}$). A seguir serão estudados cada uma das etapas indicadas na Figura 6.5:

Estado OFF: Estando a chave aberta, praticamente nenhuma corrente flui por ela (numa chave real há uma pequena corrente de fuga). O diodo conduz toda a corrente da carga e, como a tensão em seus terminais é muito pequena (idealmente zero), toda a tensão V_s surge sobre os terminais da chave. Neste estado a potência dissipada na chave é praticamente nula.

Ligamento: Depois de aplicado o comando para ligar a chave, decorre um tempo de atraso no ligamento $t_d(on)$[3], antes do início efetivo do ligamento da chave. O valor de $t_d(on)$ depende do tipo e modelo de chave, e está relacionado a tempos de propagação e a fenômenos físicos internos no semicondutor. Passado $t_d(on)$, a corrente então começa a crescer na chave (e consequentemente a se reduzir no diodo, já que I_o é constante). O tempo de subida da corrente é denominado t_{ri}[4]. Quando a corrente na chave i_{sw} atinge o valor da corrente na carga I_o, a tensão em seus terminais começa a cair até o pequeno valor V_{on}, o que leva o tempo t_{fv}[5]. O diodo bloqueia abruptamente no início da descida da tensão na chave.

[3] *td* vem de *delay time* ou tempo de atraso.
[4] *tri* vem de *current rise time* ou tempo de subida da corrente.
[5] *tfv* vem de *voltage fall time* ou tempo de queda da tensão.

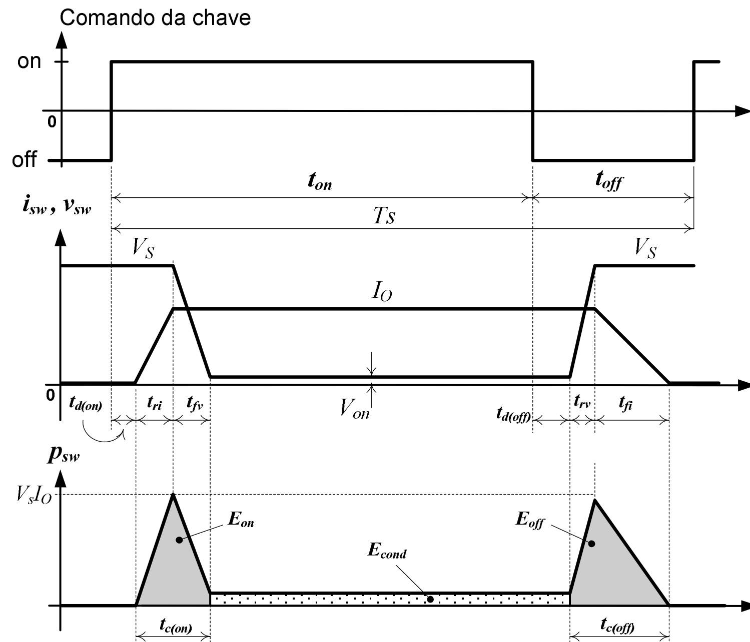


Figura 6.5 – Formas de onda de tensão e corrente (simplificadas) numa chave de potência com carga indutiva. No alto: sinal de comando. No meio: tensão v_{sw} e corrente i_{sw} na chave. Embaixo: potência dissipada na chave p_{sw}.

O tempo de ligamento da chave é definido como a soma dos tempos de subida da corrente e de descida da tensão e: $t_c(on) = t_{ri} + t_{fv}$. Após $t_c(on)$ a chave está em plena condução, conduzindo a corrente I_o e com a pequena tensão V_{on} em seus terminais.

Durante $t_c(on)$, elevadas tensões e correntes ficam simultaneamente presentes sobre a chave, o que leva a uma elevada dissipação de potência que chega a atingir o valor de pico $V_s \cdot I_o$. A energia associada a essa potência em um único ligamento é E_{on}, e seu valor em joules corresponde à área sob o gráfico da potência dissipada durante $t_c(on)$.

Estado ON: Uma vez em plena condução, a tensão sobre a chave V_{on} é pequena, mas não nula, o que produz a perda de energia E_{cond} – perda por condução em um único ciclo de chaveamento, a qual depende de V_{on} e de t_{on}. Quanto maiores V_{on} e t_{on}, maior a perda E_{cond}. Normalmente, a chave permanece no estado ligado por um intervalo de tempo t_{on} muito maior do que o tempo de ligamento $t_c(on)$, isto é, em geral $t_{on} >> t_c(on)$.

Desligamento: Após aplicado o comando para desligar a chave, decorre um tempo de atraso no desligamento $t_d(off)$ antes do início efetivo do desligamento da chave, também chamado tempo de armazenamento ou *storage time*. Após esse tempo, a tensão na chave começa a subir, levando o tempo t_{rv}[6] para atingir a tensão Vs. Nesse instante, o diodo fica diretamente polarizado e começa a assumir a corrente da carga. A corrente na chave começa então a decrescer, levando o tempo t_{fi} para se anular. Neste ponto a chave está plenamente aberta, bloqueando a tensão V_s e com corrente nula em seus terminais. O tempo de desligamento da chave é definido como a soma dos tempos de subida da tensão e de descida da corrente: $t_c(off) = t_{rv} + t_{fi}$.

Durante $t_c(off)$, elevadas tensões e correntes ficam presentes simultaneamente sobre a chave, o que leva a uma elevada dissipação de potência que chega a atingir o valor de pico $V_s \cdot I_o$. A energia associada a essa potência em um único desligamento é E_{off}, e seu valor em joules corresponde à área sob o gráfico da potência dissipada durante $t_c(off)$.



No ligamento mostrado na Figura 6.5, a tensão na chave só começa a cair após toda a corrente de carga estar sendo conduzida por ela. De forma similar, no desligamento, a corrente só começa a descrecer após a tensão ter atingido o valor da fonte *Vs*. Você sabe por quê ?

[6] *trv* vem de *voltage rise time* ou tempo de subida da tensão.



Exercício: Desenhe a forma de onda da corrente e a forma de onda da tensão no diodo da Figura 6.4.

6.3.2 – Determinação da perda média por comutação – P_{sw}

Durante $t_c(on)$ e $t_c(off)$, tensões e correntes elevadas surgem simultaneamente sobre a chave, gerando as perdas de energia E_{on} e E_{off}, respectivamente, que são as perdas por comutação por ciclo de chaveamento, em joules. É fácil notar que quanto maior a duração dos chaveamentos (tempos t_c(on) e t_c(off)), maiores as energias perdidas. Através da curva de potência na chave (Figura 6.5), é possível calcular as expressões aproximadas dessas energias dissipadas E_{on} e E_{off}. Para isso será considerado que o pico $V_s \cdot I_o$ é muito maior do que $V_{on} \cdot I_o$, viabilizando a aproximação da área da potência nos intervalos de comutação por um triângulo. Assim pode-se escrever:

$$E_{on} = \frac{1}{2} V_S \, I_o \, t_{c(on)}, \qquad (6.1) \qquad \text{e } E_{off} = \frac{1}{2} V_S \, I_o \, t_{c(off)}. \qquad (6.2)$$

A energia total perdida devido ao chaveamento em um único ciclo de chaveamento é igual à soma de E_{on} e E_{off}. Quanto maior a frequência de chaveamento f_s, isto é, quanto mais vezes por segundo essa energia for dissipada, maior será a potência média P_{sw} dissipada devido ao chaveamento, a qual constitui a perda média por chaveamento:

$$P_{sw} = \frac{E_{on} + E_{off}}{T} = \frac{1}{2} V_S \, I_o \left[t_{c(on)} + t_{c(off)} \right] f_s. \qquad (6.3)$$

Os fabricantes de transistores de potência, como por exemplo a alemã Semikron, fornecem no *datasheet* os valores de E_{on} e E_{off} para valores padronizados de V_s e I_o. Esses valores padronizados normalmente não coincidem com os valores da aplicação em questão, sendo necessária uma correção para se encontrar E_{on} e E_{off}, fazendo:

$$E_{on} = E_{on}^{*} \frac{V_s}{V_s^{*}} \frac{I_o}{I_o^{*}}, \qquad (6.4) \qquad \text{e } E_{off} = E_{off}^{*} \frac{V_s}{V_s^{*}} \frac{I_o}{I_o^{*}}. \qquad (6.5)$$

onde E_{on}^{*} e E_{off}^{*} são os valores dados no *datasheet* para o dispositivo operando com V_s^{*} e I_o^{*}, e V_s e I_o são os valores da aplicação onde se deseja conhecer E_{on} e E_{off}.

6.3.3 – Determinação da perda média por condução – P_{cond}

A energia dissipada na chave no estado de condução é devida à queda de tensão V_{on}, e é dada por (veja área sob o gráfico de P_{sw} na Figura 6.5):

$$E_{cond} = V_{on} \, I_o \, t_{on}. \qquad (6.6)$$

Dividindo a energia E_{cond} pelo intervalo de tempo em que ela ocorre, encontramos a potência média associada P_{cond}, que são as perdas por condução, em watts:

$$P_{cond} = \frac{V_{on} \, I_o \, t_{on}}{T_s} \text{ , ou } P_{cond} = V_{on} \, I_o \, D \qquad (6.7)$$

onde D=t_{on}/T_s é o chamado ciclo de trabalho. Observa-se que P_{cond} não depende da frequência de chaveamento, mas sim da relação t_{on}/T_s. (Se T_s diminuir como consequência do aumento da frequência de chaveamento, t_{on} diminuirá proporcionalmente, mantendo D constante e assim não alterando P_{cond}).

As perdas totais na chave podem ser expressas por:

$$P_T = P_{cond} + P_{sw} \tag{6.8}$$

Convém lembrar que as expressões (6.1) a (6.8) foram desenvolvidas com base nas formas de onda simplificadas do processo de funcionamento da chave. Na prática, devido à presença de capacitâncias e indutâncias parasitas nos próprios semicondutores e também de ligação entre os componentes, surgem oscilações de tensão e corrente que provocam aumento das perdas.



Exercício 6.3-1 O *datasheet* do transistor IGBT IRG4BC20UD, da International Rectifier/Infineon, apresenta os valores de E_{on} e de E_{off} de 0,16mJ e 0,13mJ, respectivamente, para chaveamento de uma corrente de 6,5A em 480V. O V_{CE}(on) típico é de 1,85V.

a) Determine o valor das perdas médias por condução sabendo-se que o transistor opera comutando uma corrente de 10A em 300V, com um ciclo de trabalho constante D=0,7. A frequência de comutação é igual a 16kHz.
b) Determine o valor das perdas médias por chaveamento nas condições do item a).
c) Determine o valor total das perdas no transistor.

Resp.: P_{cond}=12,95W, P_{SW}=4.46W, P_T=17,41W

6.3.4 – Redução das Perdas

O desenvolvimento da tecnologia de semicondutores tem permitido, progressivamente, a redução dos tempos de chaveamento das chaves de potência, viabilizando a operação em frequências mais elevadas com menores perdas. O aumento da frequência de operação é interessante porque ele permite a redução do tamanho e peso dos elementos reativos do conversor.

Existem técnicas de construção de circuitos com o objetivo de redução das perdas por chaveamento, as quais podem atingir valores muito maiores do que as perdas por condução, dependendo da frequência de trabalho. Essas técnicas são alvo de pesquisas em institutos e centros em todo o mundo. Há basicamente duas maneiras de se reduzirem tais perdas:

- A utilização de circuitos externos de ajuda à comutação, também conhecidos por "*snubbers*", que podem ser dissipativos ou não dissipativos. No caso dos *snubbers* dissipativos, o que ocorre na realidade é a transferência para o *snubber* da potência que seria dissipada na chave.
- A utilização de técnicas de comutação suave, onde a chave comuta sob tensão nula (ZVS – *zero voltage switching* ou ZVT *zero voltage transition*), ou corrente nula (ZCS – *zero current switching* ou ZCT *zero current transition*). Estas técnicas baseiam-se no seguinte princípio: sendo a tensão nula ou a corrente nula nos instantes de chaveamento, não ocorrerão perdas (por chaveamento), pois não haverá *simultaneamente* tensão e corrente elevadas na chave. Essas técnicas são mais eficientes do que a utilização de *snubbers*, elevando o rendimento do conversor. As comutações ZVS/ZVT e ZCS/ZCT são denominadas como comutações do tipo *soft-switching* (comutação suave), enquanto as comutações convencionais são chamadas *hard-switching*.

6.4 – Paralelismo de Dispositivos Semicondutores de Potência

A fim de elevar a capacidade de corrente, é comum a ligação de vários dispositivos de potência em paralelo. O maior problema é uma possível distribuição desigual de corrente entre eles, o que pode levar à destruição do componente que carrega a maior corrente.

As chaves que possuem coeficiente de temperatura positivo para a resistência são apropriadas para a ligação em paralelo, pois qualquer desequilíbrio na distribuição de corrente é automaticamente corrigido: se uma chave tender a conduzir mais corrente e assim a se aquecer mais, a corrente nela tenderá a diminuir naturalmente devido ao coeficiente positivo de temperatura (i.e. devido ao aumento da sua resistência). Esse é o caso dos MOSFETs de potência, por exemplo.

6.5 – Modelo Térmico e Cálculo de Dissipadores

As inevitáveis perdas nas chaves produzem calor, que deve ser retirado para que a temperatura na pastilha semicondutora permaneça abaixo do valor limite. A temperatura máxima de junção Tj_{max} é especificada pelo fabricante e varia de 125ºC a 175ºC, dependendo do dispositivo. Para retirar o calor produzido e manter $Tj < Tj_{max}$ são utilizados os dissipadores de calor.

O dissipador é uma peça metálica, normalmente de alumínio, ao qual é fixado o dispositivo eletrônico de potência. As aletas (ou barbatanas) quase sempre presentes visam a aumentar a superfície de contato do dissipador com o meio externo, normalmente ar, para melhorar a troca de calor. A Figura 6.6 apresenta um módulo de potência típico com dois SCRs, e a Figura 6.7 mostra esse mesmo módulo montado em um dissipador.

Para quantificar a dificuldade da passagem de calor de um meio a o outro, é utilizada a grandeza chamada *resistência térmica*, que é análoga a uma resistência elétrica num circuito. Numa resistência elétrica, a passagem da corrente I em ampères produz uma queda de tensão ΔV, em volts. Já numa resistência térmica, o fluxo de calor P em watts produz uma queda de temperatura ΔT em graus na resistência térmica. A unidade de resistência elétrica é $\Delta V/I$ em ohms, e a unidade de resistência térmica é $\Delta T/P$ em graus por watt (ºC/W). A Figura 6.8 ilustra esse conceito.

Na fabricação do componente eletrônico, a pastilha semicondutora é montada dentro de um encapsulamento com uma base metálica (*case*). Essa montagem não é termicamente perfeita, havendo uma resistência térmica entre a junção (pastilha de silício) e a base metálica (*case*). Essa resistência é chamada R_{THJC} ou resistência térmica junção-cápsula, e é um dado fornecido na folha de dados (*datasheeet*) do componente.

Da mesma forma, ao ser montado sobre o dissipador, haverá uma dificuldade de transferência de calor do dispositivo para ele. A essa dificuldade associa-se a resistência R_{THCD} ou resistência térmica cápsula-dissipador, que é também um dado fornecido no *datasheet*. A resistência térmica cápsula-dissipador pode ser minimizada aumentando-se ao máximo a área de contato entre a cápsula do dispositivo e o dissipador. Isso pode ser feito polindo-se as superfícies, utilizando-se a chamada "pasta térmica", que preenche os poros e rugosidades das superfícies e melhora a transferência de calor, e finalmente aplicando-se o torque de aperto adequado no parafuso de fixação do dispositivo. Um torque baixo leva a uma má transferência térmica, e um torque excessivo leva à deformação (empeno) e até à quebra do dispositivo.

Finalmente, há uma resistência térmica R_{THDA} entre o dissipador e o ambiente, que depende das características do dissipador, presença ou não de ventilação forçada e velocidade do ar, acabamento superficial, emissividade, etc. O valor de R_{THDA} é o parâmetro mais importante do dissipador. (Nos *datasheets,* o índice referente ao dissipador normalmente é H, de *heatsink* e não D; assim vê-se normalmente R_{THCH} ou resistência térmica *case-heatsink*).

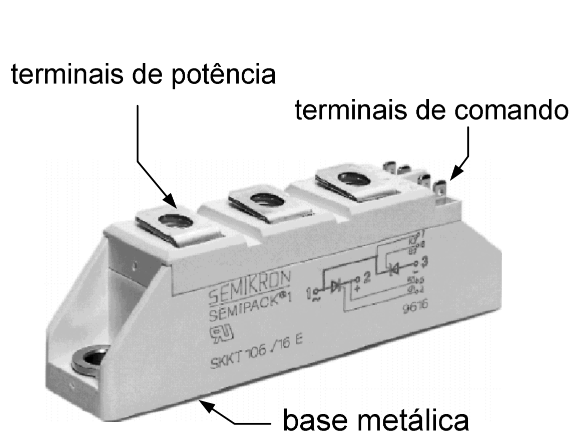


Figura 6.6 – Dispositivo semicondutor de potência (módulo com dois SCRs).

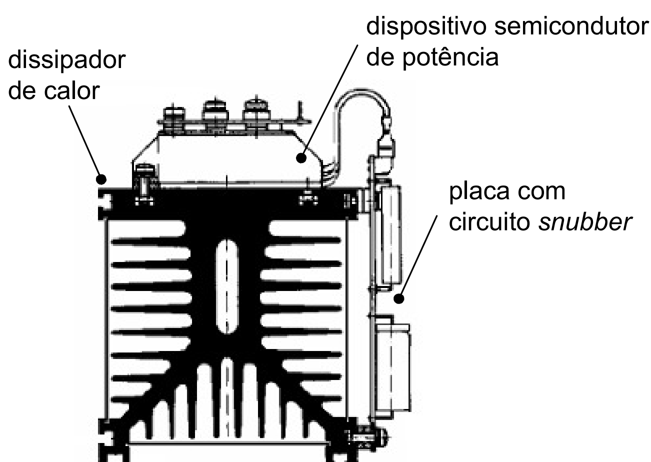


Figura 6.7 – Dissipador de calor com os dispositivos semicondutores de potência montados sobre ele.

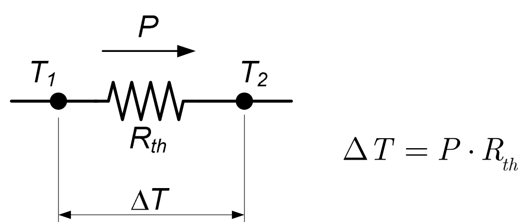


Figura 6.8 – "Lei de Ohm" do fluxo de calor: a queda de temperatura $\Delta T = P \cdot R_{th}$, onde R_{th} é a resistência térmica entre as superfícies um e dois em °C/W, e *P* é o fluxo de calor em watts entre essas superfícies.

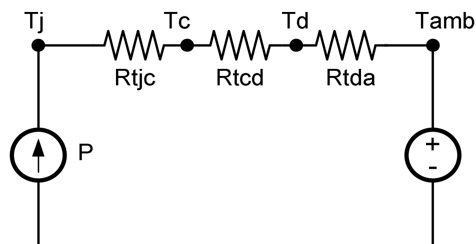


Figura 6.9 – Modelo térmico equivalente de regime permanente para a montagem do dispositivo em um dissipador. *Tj*=temperatura de junção, *Tamb*= temperatura ambiente.

A Figura 6.9 ilustra o circuito equivalente térmico (em regime permanente) de um dispositivo de potência montado em um dissipador de calor. A fonte de corrente *P* representa a soma de todas as perdas no dispositivo. *Tj*, *Tc*, *Td* e *Tamb* são respectivamente a temperatura de junção, temperatura da cápsula (base metálica), temperatura do dissipador e temperatura ambiente.

O dissipador pode operar sob ventilação natural ou sob ventilação forçada. No segundo caso, um ventilador força a passagem do ar pelo dissipador, o que melhora consideravelmente a troca de calor com o ambiente. A Figura 6.10 ilustra a curva típica da resistência térmica do dissipador em função da velocidade do ar. Nota-se que, para o dissipador em questão, a troca de calor é sensivelmente melhorada para um aumento da velocidade do ar até 3m/s, aproximadamente. Também é comum fazer circular um líquido (normalmente água desmineralizada) por dentro do dissipador. Neste caso o tamanho do dissipador pode ser drasticamente reduzido.

Um detalhe que deve ser levado em consideração é que a resistência térmica do dissipador aumenta se a diferença de temperatura entre ele e o meio é pequena, isto é, o fluxo de calor para o ambiente é dificultado nesse caso, como representa o gráfico da Figura 6.11.

? *Dados P, Tjmax, Tamb, R_{THJC}, e R_{THCD}, você é capaz de determinar o valor de R_{THDA} necessário para que Tj < Tjmax?*

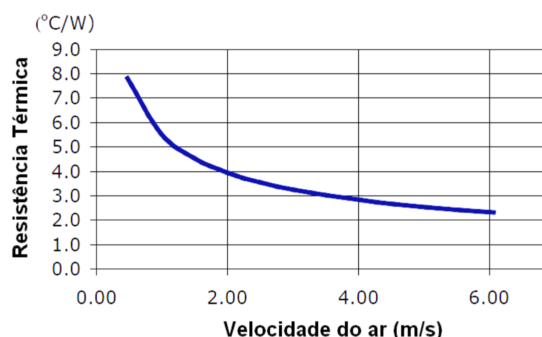


Figura 6.10 – Curva típica de resistência térmica de um dissipador de calor em função da velocidade do ar.

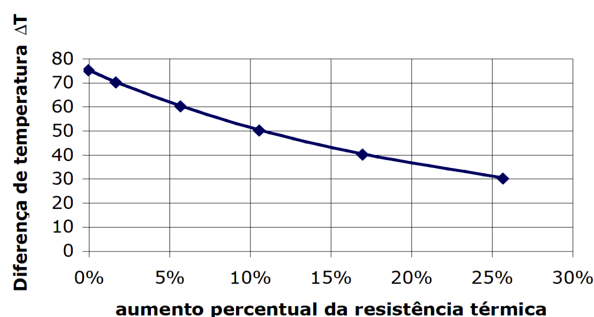
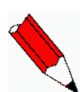


Figura 6.11 – Curva típica de aumento da resistência térmica de um dissipador de calor em função da diferença de temperatura com o ambiente.



__Exercício 6.5-1__: Seja um dispositivo semicondutor de potência que opera em um conversor eletrônico, dissipando uma potência média de 4W.

a) Para a temperatura ambiente máxima de 40°C, determine a resistência térmica do dissipador de calor necessário de modo que Tj <110°C, sabendo-se que o encapsulamento do dispositivo é do tipo TO-220 com R_{THjc}=2°C/W, R_{THcd}=1,5°C/W.

b) O valor de resistência térmica encontrado para o dissipador é o máximo ou o mínimo aceitável?

c) Determine a temperatura de funcionamento do dissipador.

d) Determine a máxima potência que o dispositivo pode dissipar sem que o limite de *Tj*=125°C seja excedido.

Resp.: a) R_{THda}=14°C/W; b) máximo c) Td=96°C; d) Pmax=4,8W;



Exercício 6.5-2: A Figura 6.12 permite determinar a dissipação de potência em watts do TRIAC BT138 em função da corrente eficaz conduzida e do ângulo de condução em graus.

a) Determine a dissipação de potência desse dispositivo para uma corrente eficaz de carga de 6Arms e um ângulo de condução de 180°.

b) A resistência térmica junção-capsula desse dispositivo é 1,5K/W, segundo o *datasheet*. Considerando a resistência térmica cápsula-dissipador de mesmo valor, determine o dissipador de calor necessário de modo que a temperatura de junção não ultrapasse 100° em um ambiente de até 45C°.

c) Identifique o dissipador adequado em um catálogo de fabricante, como por exemplo a HS dissipadores http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf Apresente as dimensões físicas do dissipador escolhido.

d) Repita os itens a) a c) considerando agora uma corrente de 10Arms.

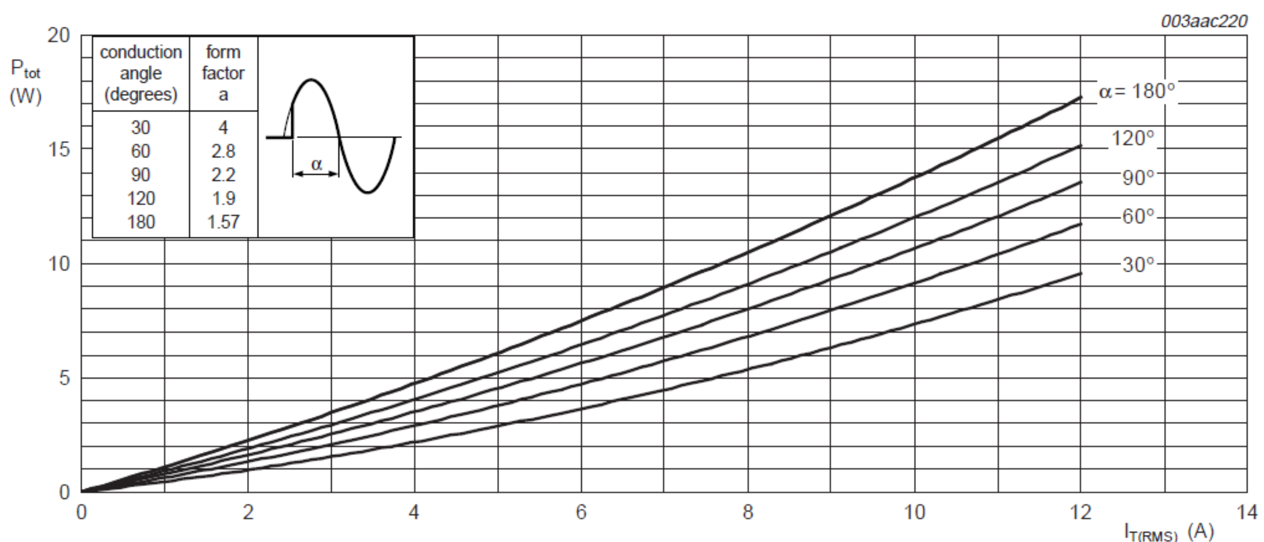


Figura 6.12 – Dissipação de potência do TRIAC BT138 do fabricante NXP.

6.6 – Conclusões

Realizada esta análise inicial, é possível enumerar as seguintes características desejáveis numa chave estática de potência:

- Pequena corrente de fuga, para minimizar as perdas no estado OFF;
- Pequena queda de tensão direta, para minimizar as perdas por condução (estado ON);
- Pequenos tempos de comutação, a fim de minimizar as perdas por comutação e permitir a operação em frequências mais elevadas;
- Alta capacidade de bloqueio de tensão;
- Alta capacidade de condução de corrente;
- Capacidade de suportar a potência de chaveamento sob condições nominais de corrente e tensão;
- Capacidade de suportar elevadas taxas de variação de tensão e corrente (*dv/dt* e *di/dt*);
- Necessitar de pouca potência no sinal de comando liga/desliga, o que simplifica o circuito de acionamento do dispositivo (*driver*);
- Possuir coeficiente de temperatura positivo, para equalizar a distribuição de corrente na ligação em paralelo.

Cada tipo de dispositivo apresenta particularidades que os tornam adequados ou não a determinada aplicação. A Figura 6.13 ilustra as áreas de aplicação dos semicondutores de potência em função do nível de potência envolvido e da frequência de operação. Observa-se que, de um modo geral, quanto maior a frequência de operação do dispositivo, menor a sua capacidade de potência. Dispositivos capazes de operar em altas potências e altas frequências ainda estão por ser desenvolvidos. A Figura 6.14 e a Figura 6.15 ilustram mais detalhadamente as faixas de aplicação dos semicondutores de potência em função do nível de potência envolvido e da frequência de operação. A Tabela 6-3 apresenta uma comparação geral entre os interruptores estáticos de potência controláveis, e a Figura 6.16 ilustra alguns tipos de encapsulamentos (*packages*) comuns dos dispositivos.

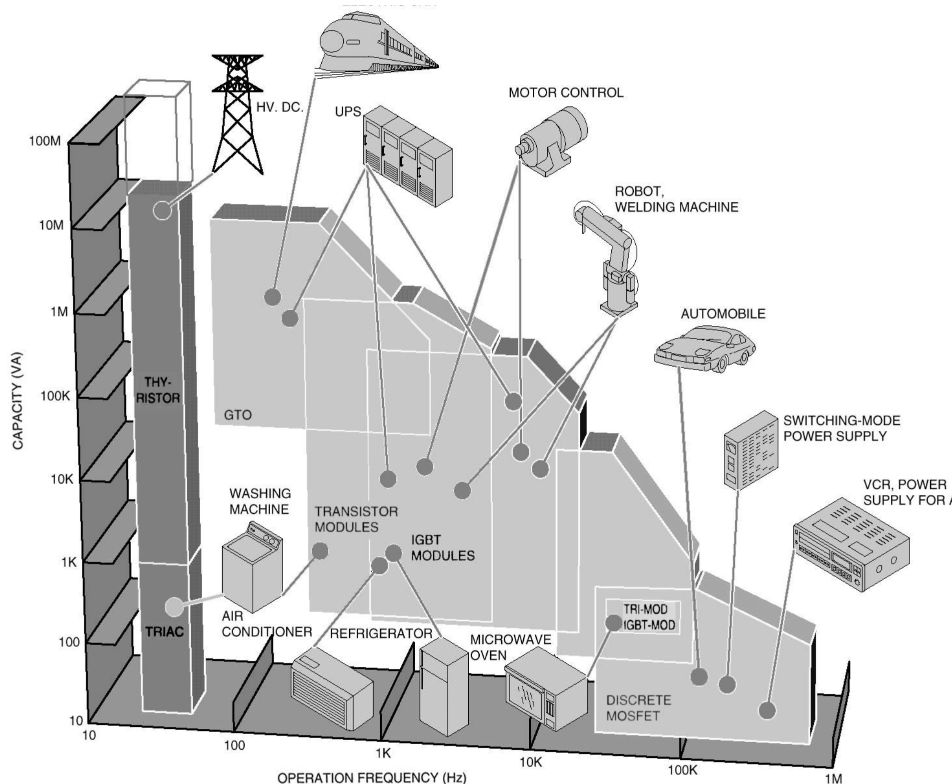


Figura 6.13 – Áreas de aplicação dos dispositivos de potência em função da frequência de operação e da potência.

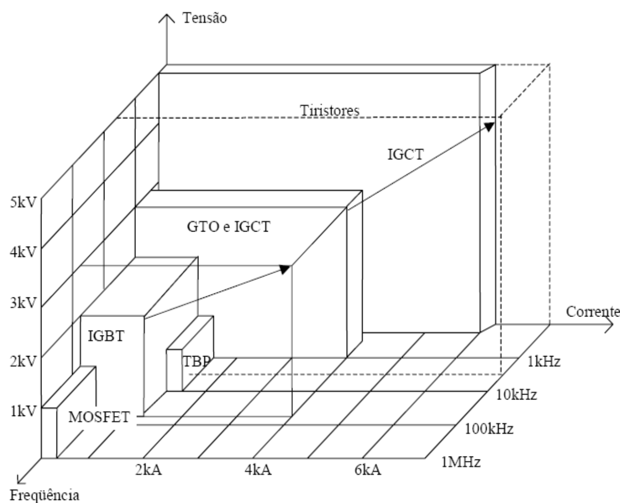


Figura 6.14 – Área de aplicação dos dispositivos de potência controláveis, conforme a tensão, corrente e frequência de operação.

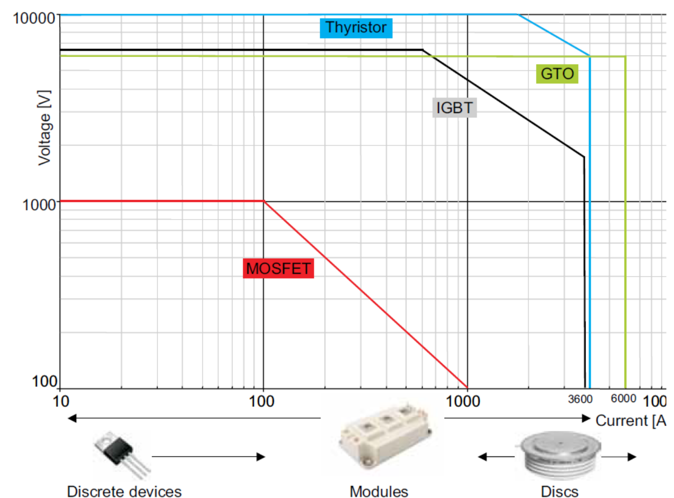
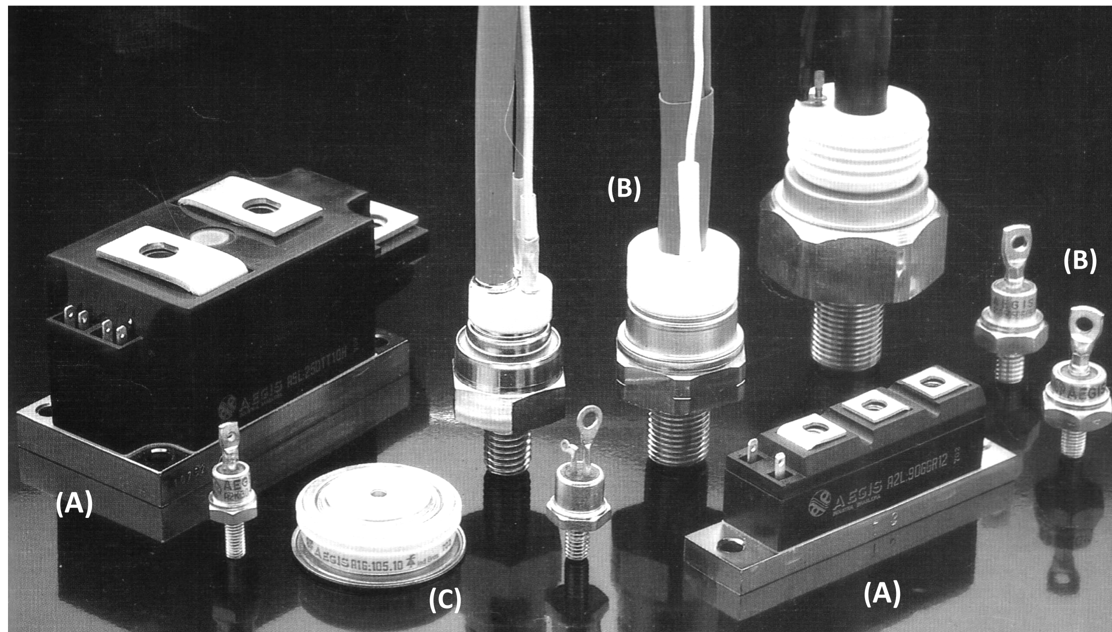
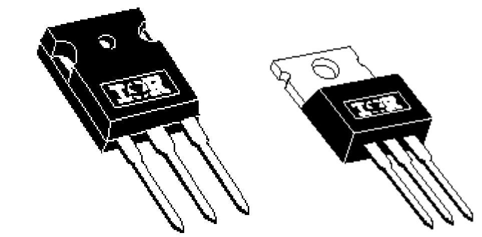


Figura 6.15 – Área de aplicação dos dispositivos de potência controláveis, conforme a tensão e corrente de operação. Os encapsulamentos típicos estão também indicados. Fonte: Semikron 2015 [9].

Tabela 6-3 – Comparação entre os dispositivos eletrônicos de potência controláveis

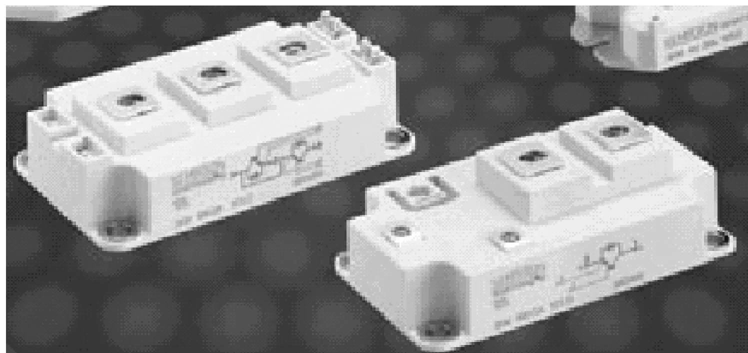
	DISPOSITIVO						
	MOSFET	**IGBT**	**BIPOLAR**	**SCR**	**GTO**	**IGCT**	**TRIAC**
COMANDADO POR:	TENSÃO	TENSÃO	CORRENTE	CORRENTE	CORRENTE	CORRENTE	CORRENTE
POTÊNCIA NECESSÁRIA P/ COMANDAR	MÍNIMA	MÍNIMA	ELEVADA	BAIXA	ELEVADA	ELEVADA (Menor que do GTO)	BAIXA
CIRCUITO DE DISPARO	SIMPLES	SIMPLES	COMPLEXO elevadas correntes de base positivas e negativas.	SIMPLES breves pulsos de corrente no gatilho.	COMPLEXO elevados pulsos de corrente positivos e negativos no gatilho.	COMPLEXO porém integrado ao dispositivo.	SIMPLES
CAPACIDADE DE CORRENTE	ELEVADA em baixas tensões, BAIXA em altas tensões.	MÉDIA/ALTA pequeno compromisso com tempos de comutação.	MÉDIA severo compromisso com os tempos de comutação.	MUITO ALTA	MUITO ALTA	MUITO ALTA	BAIXA máximo $40A_{RMS}$, aproximadamente.
PERDAS POR COMUTAÇÃO	MUITO BAIXAS	BAIXA/MÉDIA depende do compromisso com perdas de condução.	MÉDIA/ALTA depende do compromisso com perdas de condução.	ALTA	ALTA	ALTA	ALTA
VELOCIDADE DE COMUTAÇÃO	ALTA	MÉDIA / ALTA	MÉDIA /ALTA	BAIXA	BAIXA / MÉDIA	BAIXA / MÉDIA	MUITO BAIXA





Encapsulamentos comuns de transistores IGBTe MOSFET de potência, À esquerda: TO-247. À direita: TO-220.

À esquerda: Encapsulamentos de diodos e SCRs tipo Módulo (A), tipo Rosca (B), e tipo Disco (C). Observam-se as grandes áreas de metal destinadas à condução de calor dos dispositivos para um dissipador.



Módulos de transistores IGBT de 400A/1200V.

Encapsulamento tipo Disco (*Press-Pack*) de um diodo de potência de 2400A/ 1600V



Figura 6.16 – Alguns tipos comuns de encapsulamentos de dispositivos de potência.



6.7 – Exercícios



Responda às questões abaixo, discutindo-as com um colega.

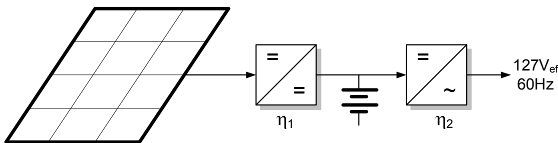
1) Quais são as metas da tecnologia da Eletrônica de Potência?
2) Em que faixa de potência a eletrônica de potência encontra aplicações?
3) Cite algumas aplicações da eletrônica de potência que julgar mais importantes.
4) Qual é o módulo básico dos sistemas eletrônicos de potência?
5) Para que serve a entrada de controle dos conversores estáticos?
6) Quais são os quatro tipos de conversores estáticos? Desenhe suas representações em bloco.
7) Compare o gradador e o cicloconversor.
8) O que significa um conversor ser "*reversível*"? E unidirecional?
9) O que é um conversor indireto? E direto? Dê exemplos.
10) O que são conversores de frequência de linha? E de alta frequência? Dê um exemplo de um conversor de frequência de linha que você conheça.
11) O que é rendimento de conversão? Qual o rendimento ideal de um sistema de conversão de energia? Por que na prática não é possível obtê-lo?
12) Quais as vantagens práticas de um conversor operar com alto rendimento energético? Explique.
13) Qual a finalidade da utilização de semicondutores operando como chaves nos conversores estáticos?
14) Por que uma chave ideal não dissipa calor?
15) Explique porque as chaves eletrônicas reais (diodos, transistores, tiristores) dissipam calor e, portanto não são ideais.
16) Por que a região linear de trabalho dos transistores não é utilizada nos conversores de potência? Então quais são as regiões utilizadas?
17) Quais as duas classes de elementos constituintes dos conversores estáticos? Quais são os componentes de cada classe?
18) Explique cada um dos tipos de perdas numa chave eletrônica real.
19) O que um GTO e um SCR têm em comum? E o que os distingue?
20) Qual as vantagem de um transistor IGBT em relação a um transistor BJT?
21) Compare os transistores Power MOFET e IGBT em termos de perdas.
22) Qual o tipo de chave adequado para operar em altas potências muito altas e em baixas frequências?
23) Qual o tipo de chave capaz de operar nas mais altas frequências?
24) À medida que a frequência de operação aumenta, o que tende a acontecer com a capacidade de potência das chaves eletrônicas? Qual a origem desse problema?
25) Cite três maneiras de se reduzir a resistência térmica cápsula-dissipador, isto é, de se melhorar a transferência de calor.
26) A resistência térmica de um dissipador é constante ou depende da diferença de temperatura para o ambiente? Se depende, de que forma?

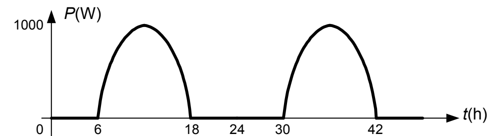


6.8 – EXERCÍCIOS DE FIXAÇÃO – VALOR MÉDIO E VALOR EFICAZ

Resolva os exercícios abaixo utilizando as definições de valor médio ou de valor eficaz

1) Calcule o valor médio da tensão de saída de um retificador de onda completa sem filtro, alimentado por uma tensão senoidal de amplitude 100V. *Resp.*: Vo_{med}=63,66V
2) Determine o valor que um voltímetro c.c. indicará quando submetido a uma tensão senoidal de amplitude 100V ativa somente entre 30º e 240º (e igual a zero nos demais pontos). Considere f=60Hz *Resp.*: V_{med}=21,74V
3) Com um voltímetro, um eletricista mediu a tensão em uma tomada de energia residencial e obteve a leitura 0,0V. No entanto, para sua surpresa, ao ligar uma lâmpada nessa tomada, ele percebeu que ela acendeu normalmente. Qual foi o provável erro cometido na medição da tensão?
4) Calcule o valor médio de um sinal de corrente c.c. retangular, periódico de período *T,* que permanece no valor *I* ampères durante t_{on} segundos e em zero durante o restante do período. Resp.: $I_{med}=I\cdot(t_{on}/T)$ A.
5) Uma carga alimentada pela tensão $v(t)=V_{max}\cdot\text{sen}(\omega t)$ absorve a corrente $i(t)=I_{max}\cdot\text{sen}(\omega t+\phi)$. Determine o valor que indicará um wattímetro conectado a essa carga.
6) Responda sem fazer cálculos: qual o valor médio do produto de uma tensão senoidal por uma corrente senoidal defasada de um ângulo ϕ? (Veja lista 01 de exercícios – revisão de matemática).
7) Uma carga alimentada pela tensão $v(t)=180\cdot\text{sen}(377t)$ absorve a corrente $i(t)=10\cdot\text{sen}(377t-\pi/4)$. Determine o valor que um wattímetro conectado a essa carga indicará. *Resp.*: P_{med}=636,4W
8) Um sistema de captação e utilização de energia solar possui a configuração mostrada no diagrama em blocos abaixo. A energia elétrica na forma c.c. fornecida pelos painéis é armazenada em baterias para ser posteriormente convertida para a forma c.a.. O perfil da potência elétrica produzida pelos painéis é aquela apresentada no gráfico abaixo onde, num dia sem nuvens, observa-se o comportamento praticamente senoidal com valor máximo de 1000W próximo ao meio-dia.





   a. Determine a potência média produzida pelos painéis fotovoltaicos. *Resp.:* P_{med}=318,3W
   b. Determine a energia total gerada ao final do segundo dia utilizando o valor da potência média. Resp.: 15,27kWh.
   c. Supondo o rendimento η_1 do conversor c.c.-c.c. (carregador das baterias) igual a 90% e a ausência de cargas conectadas ao lado c.a., determine a energia em kWh transferida para a bateria após um dia de funcionamento. *Resp.: E*=6,875kWh
9) Para se calcular a potência em uma resistência, é utilizado o valor médio ou o valor eficaz da tensão sobre ela? Apresente um exemplo simples que comprova que usar o valor médio da tensão ou corrente é incorreto.
10) Determine a potência média dissipada em um resistor de 2Ω, sabendo-que que por ele circula uma corrente c.c. pulsante entre 0 e 5A com freqüência 100Hz e ciclo de trabalho *D*=40%. *Resp.*: P_{med}=20W (lembrete: $D=t_{on}/T$)
11) Calcule o valor eficaz de um sinal de corrente c.c. retangular periódico que permanece no valor *E* durante t_{on} segundos e em zero durante o restante do período *T*. Resp.: $V_{rms}=E\sqrt{(t_{on}/T)}$ A_{rms}.
12) Calcule o valor eficaz de uma onda senoidal de frequência *f* e amplitude V_{max}. Utilize a definição de valor eficaz. *Resp.:* $V_{rms}=V_{max}/\sqrt{2}V_{rms}$
13) Calcule o valor eficaz de uma onda senoidal de freqüência 2kHz e amplitude 100V. *Resp.:* V_{rms}=70,7Vrms
14) Calcule o valor eficaz de uma onda triangular simétrica de freqüência 1kHz e amplitude 1V (i.e., que excursiona de -1V a +1V = 2Vpp). *Resp.:* $V_{rms}=\sqrt{(1/3)}V_{rms}$
15) Calcule a potência média dissipada em um resistor de 6Ω sabendo-se que por ele circula uma corrente em forma de onda dente de serra de 120Hz e amplitude igual a 1A (que excursiona de 0A a +1A). *Resp.:* P_{med}=2W
16) Determine o valor rms da tensão de saída de um gradador monofásico com ângulo de disparo α. A amplitude da tensão de entrada é V_{max}.
17) Existe potência eficaz (W_{RMS})? O que é P.M.P.O.?

PARTE II: RETIFICADORES COMUTADOS PELA REDE

1 – INTRODUÇÃO AOS RETIFICADORES COMUTADOS PELA REDE

Em grande parte das aplicações, a energia está disponível na forma CA e necessita ser convertida para a forma CC. Ao processo de conversão CA-CC dá-se o nome de *retificação*. A retificação pode ser controlada ou não controlada. Em muitos equipamentos eletrônicos utilizam-se retificadores não controlados, como por exemplo em fontes de alimentação, *drivers*[7] de motores CC e CA, etc. Os retificadores não controlados utilizam exclusivamente diodos no processo de retificação.

Os retificadores controlados são utilizados em acionamentos CC a velocidade variável, em carregadores de baterias, em máquinas de solda, e em aplicações que requerem um fluxo bidirecional de energia entre os lados CA e CC como, por exemplo, em sistemas de transmissão de energia em CC em alta tensão (HVDC) e na frenagem regenerativa de motores. Durante muitos anos, os retificadores controlados eram construídos exclusivamente com tiristores (SCR) e diodos. Nos dias de hoje, graças ao surgimento de chaves controláveis de potências mais elevadas, mais rápidas e de maior facilidade de comando (IGBT, GTO, IGCT, etc.), tornou-se possível a construção de retificadores que absorvem uma corrente quase senoidal da rede CA, isto é, com baixa distorção harmônica. Nesses retificadores as chaves operam em frequências muito maiores que a da rede CA.

Nos retificadores que utilizam tiristores (SCRs) ou diodos ou ambos, as tensões da rede elétrica atuam ativamente no processo de comutação dos dispositivos, daí esses retificadores serem classificados como *comutados pela rede*. Por esse motivo, a frequência de funcionamento dos retificadores a SCRs e diodos é a mesma da rede elétrica em que estão ligados, o que não acontece nos chamados retificadores chaveados, que utilizam chaves controláveis e podem operar em frequências de vários kilohertz. A baixa frequência de operação é uma forte desvantagem dos retificadores controlados a SCR, pois implica em resposta muito lenta e em grande dificuldade de filtragem da corrente ou da tensão de saída. Por isso, eles já não são mais utilizados na maioria das aplicações. A Figura 1.1 ilustra a classificação dos retificadores.

A forma de onda da tensão de saída dos retificadores não é puramente CC, ou seja, é constituída por porções da forma de onda da fonte CA de entrada. Isto implica na existência de uma ondulação ou "*ripple*[8]" na tensão de saída dos retificadores. Quando é necessário se atenuar esta ondulação, introduz-se um filtro na saída do retificador. A seguir serão apresentadas algumas definições importantes, que serão utilizadas no decorrer dos estudos:

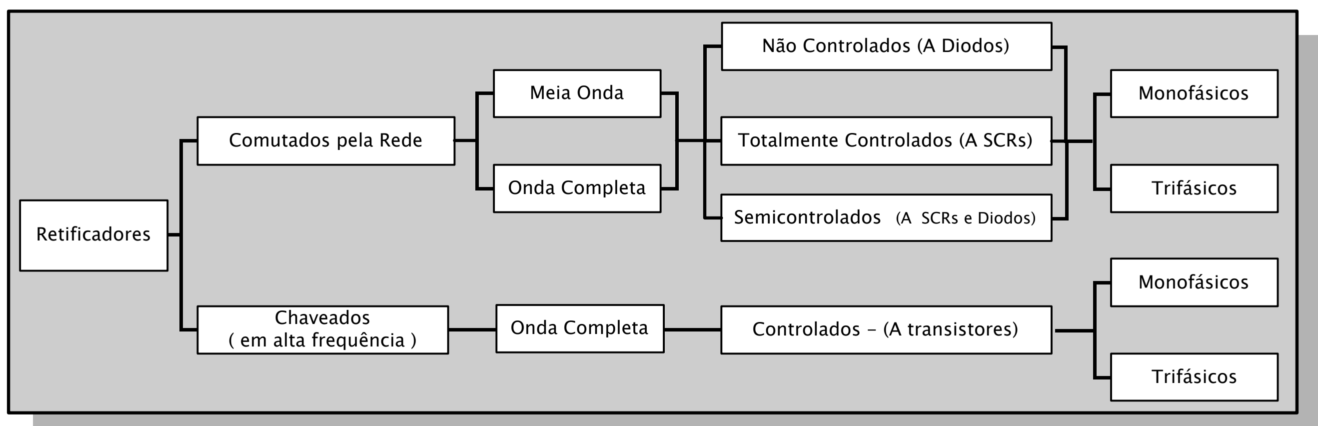


Figura 1.1 – Classificação dos Retificadores

[7] *driver*: o mesmo que acionador.
[8] *ripple*: diferença entre o maior e o menor valor encontrados numa forma de onda.

1.1 – REGIMES OU MODOS DE CONDUÇÃO

A operação dos retificadores pode ser caracterizada pelos chamados modos ou regimes de operação, que se referem à continuidade da corrente que circula pela carga. Quando a cada ciclo de operação a corrente na carga se anula por um intervalo de tempo qualquer, o regime de operação é chamado *descontínuo*. Por outro lado, se a corrente na carga é sempre maior que zero durante o funcionamento do circuito, o regime de operação é *contínuo*.

1.2 – NÚMERO DE PULSOS DO RETIFICADOR

O número de pulsos do retificador é a relação entre a frequência do *ripple* da tensão retificada e a frequência da tensão da fonte CA.

1.3 – FATOR DE FORMA - FF

O fator de forma é utilizado para quantificar o grau de distorção de um sinal CC qualquer em relação a um sinal CC puro. Por definição, o fator de forma é a relação entre o valor eficaz e o valor médio de um sinal.

$$F_F = \frac{X_{\text{rms}}}{X_{\text{med}}} \tag{1.1}$$

Qual o valor do fator de forma de um sinal CC puro? Como o valor médio e o valor eficaz de um sinal CC puro são iguais, o seu fator de forma é unitário.

1.4 – FATOR DE *RIPPLE* OU FATOR DE ONDULAÇÃO - FR

O fator de *ripple* é utilizado para quantificar o grau de filtragem da tensão ou corrente de saída dos retificadores, e é definido por:

$$F_R = 100\% \cdot \sqrt{F_F^{\,2} - 1} \tag{1.2}$$

O fator de *ripple* de um sinal CC totalmente filtrado (CC puro) é zero, já que este tem fator de forma unitário.

1.5 – FATOR DE CRISTA - FC

O fator de crista é a relação entre o valor de pico do sinal e seu valor eficaz. Muitas vezes o fator de crista é utilizado para quantificar o grau de distorção de um sinal em relação a um sinal c.a. puramente senoidal, o qual possui fator de crista igual a $\sqrt{2}$.

$$F_C = \frac{X_{\max}}{X_{\text{rms}}} \tag{1.3}$$

1.6 – FATOR DE POTÊNCIA - FP

O fator de potência é a relação entre a potência ativa P, em Watts, e a potência aparente S, em VA, num circuito ou equipamento. Idealmente o FP deve ser unitário.

$$F_P = \frac{P}{S} \tag{1.4}$$

Nas seções a seguir serão analisados os retificadores não controlados e controlados, considerando-se semicondutores ideais e fontes de tensão ideais, ou seja, com impedância interna nula. Somente serão estudados os retificadores comutados pela rede.

1.7 – Códigos de Designação dos Retificadores de Acordo com a Norma IEC 60971-89

Aos diversos tipos de retificadores (e também gradadores) monofásicos e trifásicos é atribuído um código alfanumérico, de acordo com a norma IEC60971/89. A Figura 1.2 ilustra os conversores e os respectivos códigos. O significado dos dígitos do código são: B=*bridge* (ponte); 1= um pulso / monofásico de ½ onda; 2=dois pulsos / monofásico de onda completa; 3=três pulsos / trifásico de ½ onda; 6=seis pulsos (trifásico de onda completa / hexafásico de ½ onda); U=*uncontrollled* (não controlado),

B2U / B2C	B2HZ	B2HK	B2HA	B2HKF
B6U / B6C	B6HK	B6HKF	– / (B2C)2I	
– / (B6C)2I	– / (B6C)2.			
E1UK / E1CK	E1CKF	M2UK / M2CK	M3UA / M3CA	M3UK / M3CK
M6UA / M6CA	(M3UA)2. / (M3CA)2.	– / W1C	– / W3C	

Figura 1.2 – Códigos de designação dos conversores de acordo com a norma IEC971-89.

C=*controlled* (controlado); H=*hybrid* (misto); F=*free-wheel* (presença do diodo de roda livre), A=anodo comum; K=catodo comum, W=antiparalelo (para gradadores).

1.8 – Principais Parâmetros dos Retificadores

A Tabela 1-1 apresenta os principais parâmetros dos retificadores, tratados como ideais. Ela se aplica para os retificadores não controlados e para os controlados com ângulo de disparo α=0°. A frequên-

Tabela 1-1 – Principais Parâmetros dos Retificadores. *Fonte: Databook Semikron*

Circuit Connection IEC 971 (1989)							
Name of the connection	Single-arm connection	Centre-tap connection	Two pulse bridge connection	Three pulse star connection	Six pulse bridge connection	Six pulse star connection	Double three pulse star connection
Code designation of the connection according to IEC	E1 . . .	M2 . . .	B2 . . .	M3 . . .	B6 . . .	M6 . . .	(M3 . . .) 2
Number of arms	1	2	4	3	6	6	6
Ripple frequency f_r in relation to the operating frequency f_o $\frac{f_r}{f_o}$	1	2	2	3	6	6	6
No-load direct voltage $\frac{V_{di}}{V_{V0}}$	0.45	0.45	0.90	0.67	1.35	0.67	0.67[1]
Form factor of the direct voltage $f = \frac{V_{dRMS}}{V_d}$	1.57	1.11	1.11	1.017	1.001	1.001	1.001
Ripple content of the direct voltage $w = 100 \cdot \sqrt{f^2 - 1}$	121 %	48 %	48 %	18.3 %	4.2 %	4.2 %	4.2 %
Average current per arm $\frac{I_{AAV}}{I_d}$	1	0.5	0.5	0.33	0.33	0.1666	0.1666
R.m.s. current per arm $\frac{I_{ARMS}}{I_d}$	1.57	0.79	0.79	0.59	0.59	0.41	0.29
R.m.s. current in the secondary windings of the transformer $\frac{I_{VRMS}}{I_d}$	1.57	0.79	1.11	0.59	0.82	0.41	0.29
Secondary power of the transformer $\frac{P_s}{V_{di} \cdot I_d}$	3.50	1.75	1.23	1.48	1.05	1.81	1.48
Primary power of the transformer $\frac{P_p}{V_{di} \cdot I_d}$	2.68	1.23	1.23	1.22	1.05	1.29	1.05
Power rating of the transformer $\frac{P_N}{V_{di} \cdot I_d}$	3.09	1.49	1.23	1.35	1.05	1.55	1.26

[1] At rated load the direct voltage is reduced due to the voltage across the interphase transformer to $0{,}87 \cdot 0{,}67 \cdot V_V = 0{,}585 \cdot V_V$.

[2] V_{di} = ideal DC voltage

cia e o valor eficaz da tensão de linha (tensão entre fases) que alimenta o retificador são respectivamente f_0 e V_{V0}. V_{di} é o valor c.c. ideal da tensão de saída (desprezadas as quedas de tensão). Por exemplo, no retificador monofásico em ponte (B2xx), a relação entre o valor médio da tensão de saída e o valor eficaz da tensão no secundário do transformador é 0,90. Para esse mesmo retificador, o fator de forma é 1,11.



1.9 – EXERCÍCIOS DE FIXAÇÃO – INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CA-CC

1) Calcule os valores dos fatores de forma e de *ripple* para uma onda retangular de período 2π e ciclo de trabalho igual a 0,5.
2) Calcule os valores dos fatores para uma onda triangular de período π e amplitude 1.
3) Calcule os valores dos fatores para uma onda dente de serra de período π/3 e amplitude 1.
4) Calcule os valores dos fatores para uma onda senoidal de frequência 1000Hz e amplitude 1.

2 – RETIFICADORES MONOFÁSICOS

2.1 – RETIFICADORES MONOFÁSICOS NÃO CONTROLADOS

Nos retificadores não controlados, o valor médio da tensão retificada de saída depende da amplitude da tensão de entrada e da estrutura do retificador. Não é possível ajustar-se a tensão de saída através de um terminal de controle, que aliás nem existe nesse tipo de retificador. Quando necessário, a adaptação do valor da tensão ao nível adequado à carga é feita com o auxílio de um transformador no lado CA.

2.1.1 – Retificador Monofásico de ½ onda, Não Controlado (E1UK), com carga RL

O circuito do retificador monofásico de ½ onda está mostrado na Figura 2.1. A carga é do tipo resistor-indutor, ou simplesmente carga RL. Este tipo de carga é comum nos circuitos de potência, como ficará claro mais adiante.

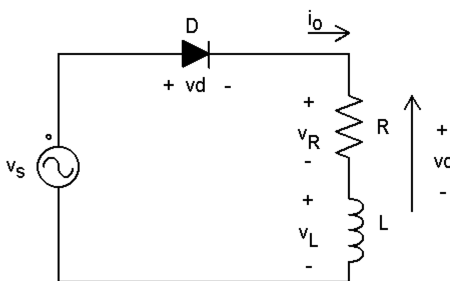


Figura 2.1 – Retificador monofásico de ½ onda com carga RL.

❖ **Funcionamento do Circuito**

Quando a tensão da rede é positiva em relação ao catodo, o diodo fica diretamente polarizado e a corrente começa a fluir. A Figura 2.2 apresenta a forma de onda da tensão de saída do retificador.



Mas como é possível surgir uma tensão negativa na carga se há um diodo no circuito? Acompanhe o raciocínio a seguir...

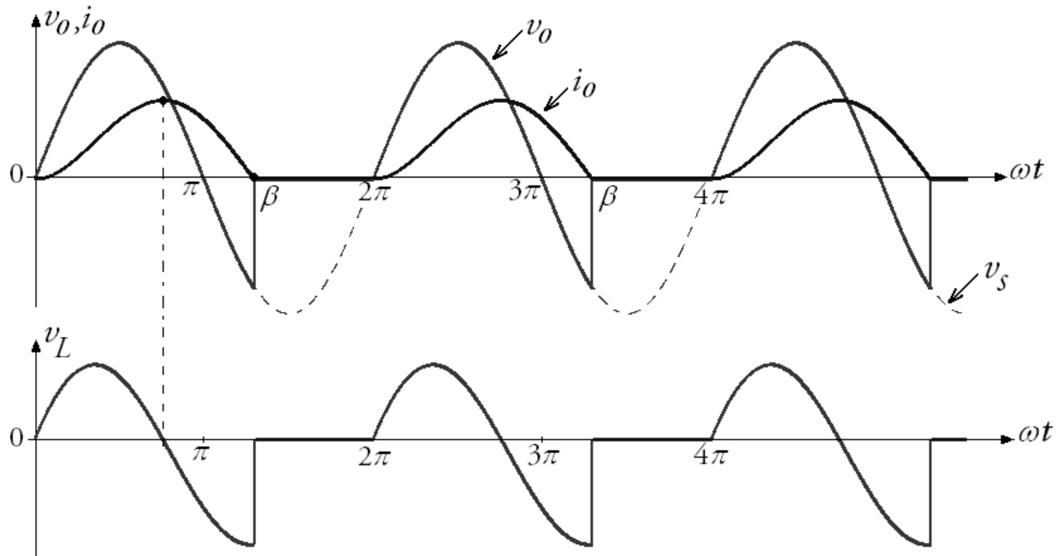


Figura 2.2 – Formas de onda do Retificador 1ϕ, ½ onda, carga RL. No alto: v_o, i_o. Embaixo: v_L.

Na Figura 2.2 estão também mostradas a forma de onda da corrente na carga e a forma de onda da tensão no indutor, que é dada pela relação fundamental

$$v_L = L\frac{di}{dt}. \tag{2.1}$$

Observando a Figura 2.2, vemos que quando a corrente no indutor está crescendo (derivada di/dt positiva), a tensão v_L sobre o indutor é positiva (de acordo com (2.1))]. Essa tensão positiva atua no sentido de reduzir a diferença de potencial resultante sobre o resistor, e consequentemente a corrente na malha tende a ser menor (do que seria se não houvesse o indutor). Durante o intervalo de crescimento da corrente, o indutor está armazenando energia (já que a energia armazenada no indutor é dada por E_L=½·L·i^2 e i está crescendo).

Como a tensão aplicada é senoidal, após certo tempo a corrente tenderá a se reduzir, passando por um ponto de máximo. Nesse ponto de máximo temos di/dt=0, e assim a tensão v_L sobre o indutor se anula (obedecendo a (2.1)), como pode ser claramente observado na Figura 2.2.

Após o seu ponto de máximo a corrente começa a decrescer (o indutor está devolvendo a energia armazenada), e a polaridade da tensão sobre o indutor se inverte (torna-se negativa), obedecendo a (2.1). Notando com cuidado, vemos que é essa polaridade negativa da tensão sobre o indutor que atua no sentido de manter o diodo conduzindo! Isso explica o fato do diodo permanecer diretamente polarizado e ainda haver corrente no circuito mesmo após a polaridade da tensão da fonte v_s ter se invertido em ωt=180º.

Quando a energia que foi armazenada no indutor se extingue, ou seja, quando a corrente chega a zero em ωt=β, a tensão sobre o indutor se anula e o diodo fica reversamente polarizado pela tensão da fonte c.a., já que esta é negativa (desde ωt=π). O ângulo onde a corrente se anula, isto é, o ângulo β é chamado ângulo de extinção da corrente.

❖ Comportamento da Corrente na Carga

A expressão que representa o comportamento da corrente no circuito da Figura 2.1 em função do tempo pode ser encontrada solucionando-se a equação de malha V_s=V_R+V_L ou seja:

$$V_{\max}\text{sen}\omega t \;=\; R\cdot i_o + L\frac{d}{dt}i_o, \tag{2.2}$$

a qual é uma equação diferencial linear de primeira ordem de parâmetros constantes, válida no intervalo de 0 a β. O desenvolvimento dessa expressão (para $i_o(0)$=0) resulta em:

$$i_o(t) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(\omega t - \phi) + \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(\phi).e^{-t/\tau} \tag{2.3}$$

onde:

$$\phi = \arctan \frac{X_L}{R}, \tag{2.4}$$

$$\tau = \frac{L}{R}, \tag{2.5}$$

e

$$X_L = \omega L. \tag{2.6}$$

Como pode ser observado em (2.3), a forma de onda da corrente i_o(t) é composta por duas componentes: a primeira componente é senoidal, dada pela primeira parcela do lado direto da igualdade, e a segunda componente é uma exponencial decrescente, dada pela segunda parcela. Chamando de i_1 e i_2 a primeira e segunda componentes, respectivamente, temos:

$$i_1(t) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(\omega t - \phi), \tag{2.7}$$

e

$$i_2(t) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(\phi).e^{-t/\tau}. \tag{2.8}$$

Essas componentes e a sua soma estão esboçadas na Figura 2.3. Em t=0, tem-se:

$$i_1(0) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(-\phi) = I_1(0), \tag{2.9}$$

e

$$i_2(0) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \operatorname{sen}(\phi) = -I_1(0). \tag{2.10}$$

A componente i_2 é transitória, decaindo a zero à medida que o tempo passa. Já a componente i_1 é senoidal com amplitude constante. A soma dessas componentes resulta na corrente na carga i_o, que é a mesma corrente que circula pelo indutor (i_L).

Outra maneira de se escrever a constante de tempo τ=L/R presente em (2.3) é

$$\tau = \frac{\tan\phi}{\omega} \tag{2.11}$$

já que $\tan\phi = \omega L/R$. Assim, a forma mais comumente encontrada para (2.3) é:

$$i_o(t) = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \left[\operatorname{sen}(\omega t - \phi) + \operatorname{sen}(\phi).e^{-\frac{\omega t}{\tan\phi}} \right] \tag{2.12}$$

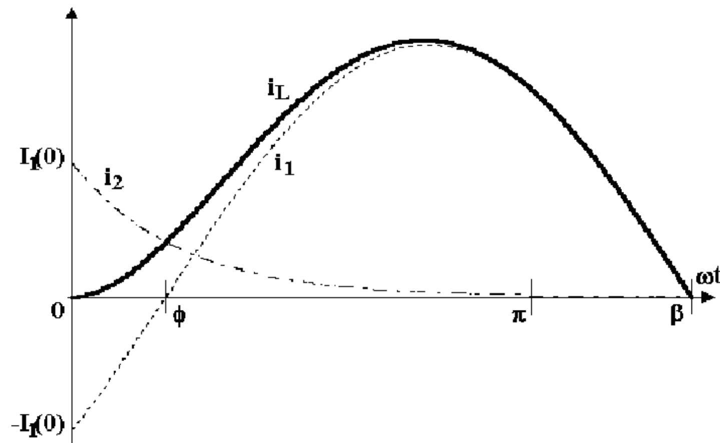


Figura 2.3 – Forma de onda da corrente na carga RL e suas componentes i_1 e i_2.

❖ Determinação do ângulo de extinção (β) da corrente

Em princípio, o valor do ângulo de extinção β da corrente poderia ser encontrado analiticamente fazendo-se i_o=0 e ωt=β em (2.3), e explicitando-se β:

$$i_o(\beta) = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \left[\operatorname{sen}(\beta - \phi) + \operatorname{sen}(\phi).e^{-\frac{\beta}{\tan\phi}} \right] = 0 \tag{2.13}$$

Entretanto, como pode ser notado, este procedimento resulta numa equação que não tem solução analítica, pois não é possível isolar a incógnita β. Esse tipo de equação é chamada equação *transcedental*. Assim, o valor de β somente pode ser determinado por métodos numéricos (ou gráficos). A Figura 2.4 mostra a solução gráfica. Para se determinar o valor de β, deve-se primeiro encontrar o valor do ângulo de fase do circuito ϕ, dado por (2.4), e então fazer-se a leitura do valor de β correspondente (par ordenado) no eixo das abcissas.

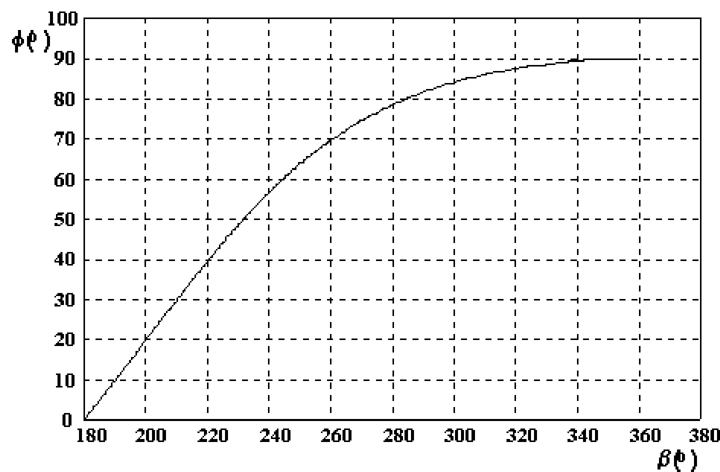


Figura 2.4 – Solução gráfica para a determinação do ângulo de extinção β.
Atenção! Este gráfico somente é valido para o retificador com carga RL sem diodo de roda livre!

❖ Cálculo do Valor Médio da Tensão na Carga

O valor médio da tensão na carga pode ser encontrado utilizando-se a definição (5.8) sobre a forma de onda da Figura 2.2:

$$Vo_{\text{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} V_{\max} \operatorname{sen}(\theta)\, d\theta\,, \tag{2.14}$$

onde V_{max} é a amplitude da tensão senoidal de entrada. O desenvolvimento de (2.14) resulta em:

$$Vo_{med} = \frac{V_{max}}{2\pi}\left(1 - \cos\beta\right). \quad (2.15)$$

❖ Cálculo da Corrente Média na Carga

A tensão média na carga é dada pela soma das tensões médias nas parcelas resistiva e indutiva. O *valor médio* da tensão no indutor é zero, pois a cada ciclo toda a energia armazenada pelo indutor é devolvida, já que $i_L(0)=i_L(\beta)=0$. Esse fenômeno pode ser melhor compreendido fazendo-se uma analogia com um capacitor:

Se a tensão num capacitor varia de forma periódica (com período T) dentro de certa faixa, e a cada ciclo a elevação de tensão é igual à redução, **isto é, se $v_C(t)=v_C(t+T)$, então a corrente média no capacitor será nula**. Isto porque para a tensão no capacitor crescer é necessário que o mesmo absorva carga (corrente positiva), e para a tensão se reduzir é necessário que o capacitor perca carga (corrente negativa). Se o nível de tensão no capacitor é o mesmo no início de cada ciclo, então *a mesma* quantidade de carga absorvida foi também perdida, e a *corrente média* no capacitor é zero. Por motivos análogos, a *tensão média* num indutor em condição de carga e descarga periódica é zero, desde que $i_L(t)=i_L(t+T)$.

Desta forma, a tensão média na carga está sobre o resistor apenas, e o valor da corrente média pode ser encontrado através da expressão:

$$Io_{med} = \frac{Vo_{med}}{R}. \quad (2.16)$$

2.1.2 – Retificador 1ϕ de ½ Onda, não Controlado, com Diodo de Roda Livre (E1UKF)

A componente indutiva da carga faz com que a tensão de saída fique negativa durante certo tempo, o que reduz o seu valor médio. Para solucionar-se esse problema, pode ser adicionado ao circuito o *diodo de roda livre* ou diodo de comutação, como mostrado na Figura 2.5.

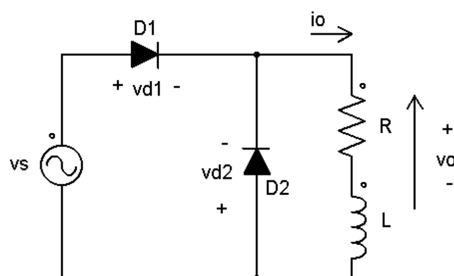


Figura 2.5 – Retificador monofásico de ½ onda com diodo de roda livre.

A Figura 2.6 ilustra as formas de onda de tensão e corrente no circuito, cujo funcionamento pode ser dividido em duas etapas:

a) **Etapa 1 – ($0 < \omega t \leq \pi$):** O diodo principal conduz a corrente de carga. A tensão da fonte CA é positiva.

b) **Etapa 2 – ($\pi < \omega t \leq \beta$):** O diodo de roda livre entra em condução no instante em que a tensão na carga tende a ficar negativa, isto é, em $\omega t=\pi$. Neste instante, o diodo de roda livre entra em condução, promovendo um caminho para que o indutor se descarregue, o que faz com que o diodo principal entre em corte, pois o mesmo fica inversamente polarizado pela tensão da fonte CA. A Figura 2.7 mostra a configuração do circuito após a entrada em condução do diodo de roda livre.

Como pode ser observado, o indutor se descarrega diretamente sobre o resistor. A duração da descarga depende da constante de tempo τ do circuito resistor-indutor, dada pela expressão:

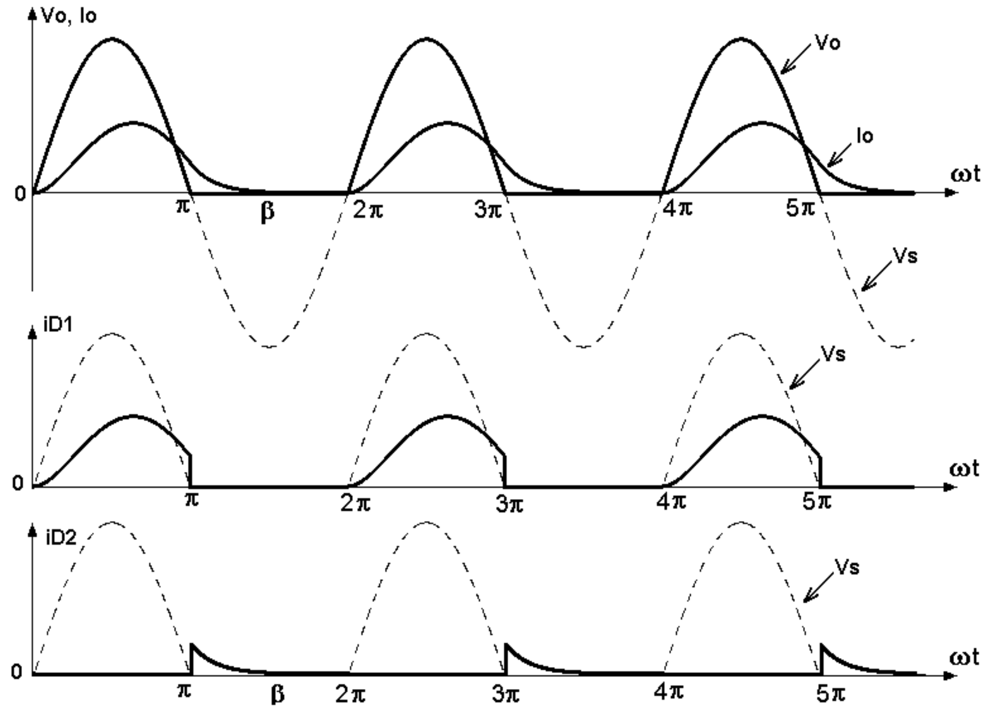


Figura 2.6 – Formas de onda no circuito da Figura 2.5.

$$\tau = \frac{L}{R}. \tag{2.17}$$

Após quatro constantes de tempo, aproximadamente, a corrente se anula e o diodo de roda livre bloqueia. Duas situações podem ocorrer:

a) **4·τ < T/2** (isto é, β < 360º)**:** Neste caso a corrente chega a zero antes da tensão da fonte ficar novamente positiva, o que caracteriza o modo ou *regime de condução descontínua*.

b) **4·τ > T/2** (isto é, β > 360º): Neste caso a corrente não chega efetivamente a se anular, pois a tensão da fonte CA fica novamente positiva antes que isso ocorra. Assim, a corrente não chega a zero, o que caracteriza o *regime de condução contínua*. Em ω*t*=360º o diodo principal volta a conduzir e o diodo de roda livre corta.

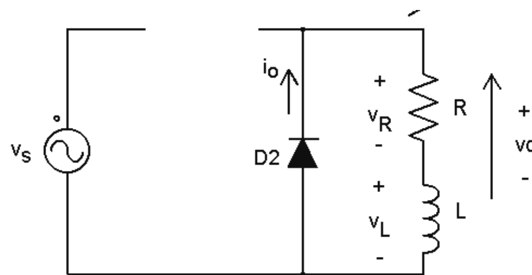


Figura 2.7 – Configuração do circuito com o diodo de rola livre (D2) em condução.

O valor médio da tensão de saída do retificador é dado por:

$$V_{Omed} = \int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{sen}\theta d\theta = \frac{V_{max}}{\pi} \tag{2.18}$$

e o valor da corrente média por:

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R} \tag{2.19}$$

2.2 – CARGAS TÍPICAS DE RETIFICADORES – MODELO RLE

Antes de prosseguir o estudo dos retificadores, é conveniente conhecer as cargas mais comuns. A carga do tipo *RLE* é bastante comum não somente em retificadores, mas também em outros conversores, e consiste na associação série de uma parcela resistiva (*R*), indutiva (*L*) e de uma fonte de tensão c.c. (*E*). Há basicamente três situações onde este tipo de carga é encontrado:

2.2.1 – Baterias[9]

Uma aplicação comum que apresenta o circuito equivalente *RLE* é o carregamento de baterias. Neste caso, a parcela *E* representa a tensão nas baterias, e a indutância *L* é adicionada ao circuito com a finalidade de filtrar a corrente, isto é, reduzir a sua ondulação. A parcela resistiva representa a resistência interna das baterias, a qual varia com o estado de carga. A Figura 2.8 apresenta o circuito equivalente dessa configuração.

Também chamadas de acumuladores eletroquímicos, as baterias são classificadas em dois tipos: primárias ou secundárias. As baterias primárias não podem ser recarregadas quando esgotados os elementos que produzem a corrente elétrica, e são descartadas. Já as baterias secundárias são reversíveis, podendo ser recarregadas determinado número de vezes ao longo de sua vida útil. São exemplos de baterias secundárias as baterias chumbo-ácido (usadas em automóveis), níquel-cádmio, níquel-metal-hidreto (NiMH), lítio-íon (usadas em celulares), etc. Cada um desses tipos apresenta características próprias que as tornam mais ou menos adequadas a determinada aplicação. Dentre essas características podem-se citar a capacidade (dada em Ah – ampères-hora), as densidades de energia volumétrica e de massa (em W·h/cm³ e W·h/kg), a autodescarga, as correntes máximas de carga e descarga, a vida útil, o custo, etc.

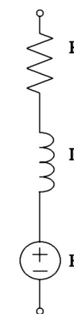


Figura 2.8 – Modelo de uma bateria com filtro L em série.

A capacidade de uma bateria é a quantidade de carga que ela pode armazenar. Normalmente a capacidade é expressa em Ah (ampères-hora), que é uma unidade múltipla do Coulomb. Assim, por exemplo, uma bateria de 40Ah pode, idealmente, fornecer 1A durante 40 horas, ou 2A durante 20 horas, e assim por diante. Entretanto, a capacidade efetiva decai com o aumento da corrente de descarga da bateria. A capacidade nominal é especificada pelo fabricante para um regime de descarga de 10 ou 20 horas a 25ºC, tipicamente. Designa-se por C_{20} a capacidade em Ah da bateria para um regime de descarga de 20 horas, e por C_{10} a capacidade da bateria para um regime de descarga de 10 horas.

O tempo real de descarga (**autonomia da bateria**) não é linear com a corrente de descarga, e pode ser encontrado utilizando-se os gráficos fornecidos pelo fabricante ou a lei de Peukert (cientista alemão que a publicou em 1897):

$$\Delta t = \frac{C_P}{I^k} \tag{2.20}$$

onde: Δt é o tempo de descarga em horas (autonomia);
C_P é a capacidade em Ah para uma corrente de descarga de 1A;
I é a corrente de descarga na qual se deseja calcular t;
k é o coeficiente de Peukert, que depende da bateria e varia entre 1,1 e 1,3, tipicamente.

Quando a capacidade de Peukert C_P não é conhecida, pode-se utilizar as capacidades C_{10} ou C_{20} no cálculo do tempo de descarga, por meio da expressão:

$$\Delta t = H_{nom} \left(\frac{C_{nom}}{I \cdot H_{nom}} \right)^k \tag{2.21}$$

[9] Texto baseado na referência [13].

onde: Δt é a autonomia em horas;
C_{nom} é a capacidade nominal em Ah especificada pelo fabricante (C_{20} ou C_{10}, normalmente);
I é a corrente de descarga na qual se deseja calcular t;
H_{nom} é o tempo nominal de descarga nominal (10 ou 20 horas, dependendo do fabricante);
k é o coeficiente de Peukert, que depende da bateria e fica entre 1,1 e 1,3.

A Figura 2.9 apresenta o comportamento da capacidade de uma bateria chumbo-ácido em função da corrente de descarga e da temperatura de operação. Observa-se claramente que, quanto maior a corrente de descarga, menor a capacidade efetiva da bateria. Além disso, vê-se que quanto menor a temperatura, menor a capacidade da bateria. Na figura, C representa a capacidade nominal da bateria. Assim, se C=7Ah, por exemplo, uma corrente de 0,2C corresponde a 1,4A para a bateria.

À medida que a bateria se descarrega, a tensão em seus terminais diminui até um valor mínimo aceitável. Não se deve descarregar a bateria além desse ponto, sob pena de se reduzir irreversivelmente a sua vida útil. No caso de uma bateria chumbo-ácido de tensão nominal V_{nom}=12V, por exemplo, a tensão em circuito aberto é ≈12,7V (ou ≈2,1V por célula) quando totalmente carregada, e a tensão mínima é ≈10,5V (ou ≈1,75V por célula). Uma célula lítio-íon (V_{nom}=3,6V a 3,7V) possui tensão mínima de descarga de aproximadamente 3V. A Figura 2.10 apresenta o comportamento da tensão nos terminais de uma bateria chumbo-ácido de 12V à medida que ela é descarregada com diferentes níveis de corrente.

A capacidade de retenção de carga de uma bateria diminui com os ciclos de carga e descarga. A vida útil da bateria depende fortemente da profundidade de descarga, a qual representa o quanto a bateria

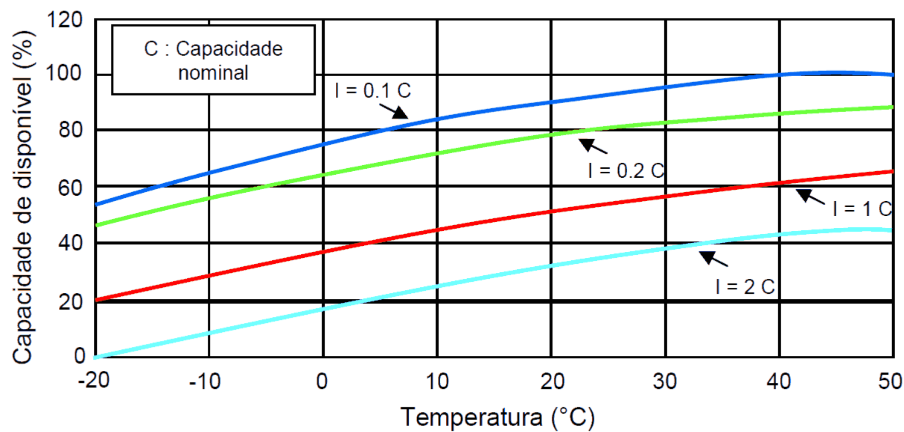


Figura 2.9 – Capacidade efetiva (disponível) ou SOC (*State of Charge*), de uma bateria chumbo-ácido em função da temperatura de operação e da corrente de descarga. C é a capacidade nominal da bateria em Ah.

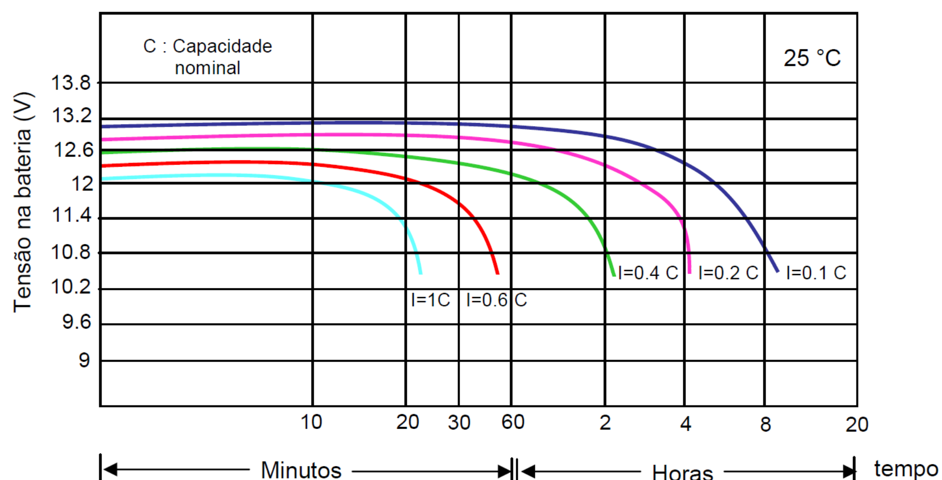


Figura 2.10 – Tensão nos terminais de uma bateria chumbo-ácido de 12V em função da corrente de descarga. (C=capacidade nominal da bateria).

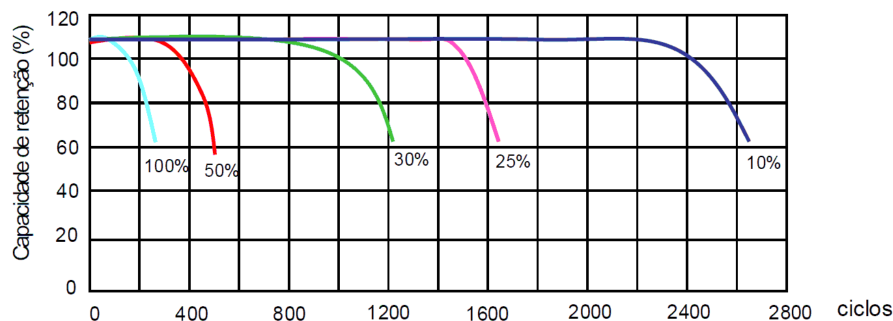


Figura 2.11 – Capacidade de retenção de carga, também chamada de SOH (*State of Health*) de uma bateria chumbo-ácido em função do número de ciclos de carga/descarga e da profundidade de descarga (10% a 100%). Considerou-se 60% da capacidade original de retenção da bateria como fim de vida útil.

foi descarregada a partir do nível de carga plena. A Figura 2.11 ilustra como a capacidade de retenção de carga de uma bateria chumbo-ácido varia em função do número de ciclos de carga e descarga realizados, para várias profundidades de descarga (10% a 100%). Nesta figura adotou-se o limiar de 60% de capacidade de retenção como indicador do fim de vida da bateria. Observa-se que para uma profundidade de descarga de apenas 10%, o fim de vida é atingido após 2600 ciclos, enquanto para uma profundidade de descarga de 100%, o fim de vida ocorre antes de 250 ciclos.

❖ Processo de carga de uma bateria

Carregar uma bateria da forma correta, isto é, sem danificá-la nem comprometer a sua vida útil, exige uma estratégia adequada. Na estratégia mais comumente recomendada pelos fabricantes, o processo de carga é dividido em três etapas ou regiões: carga profunda (*bulk charge*), sobrecarga (*over charge* ou equalização) e flutuação (*float charge*). A Figura 2.12 ilustra essa estratégia em dois gráficos que mostram a corrente e a tensão na bateria. Nas regiões 1 e 2 o carregador deve comportar-se como uma fonte de tensão com limitação de corrente. Nessas regiões a tensão de circuito aberto do carregador deve ser igual a V_{OCH} (≈14,4V para baterias chumbo-ácido de 12V, ou 4,20V para lítio-íon), e a corrente de curto-circuito deve ser limitada no valor I_{BULK} (≈0,1 a 0,2C para chumbo-ácido e 0,5C a 1C para lítio-íon). À medida que o tempo passa, a tensão na bateria se eleva e, quando esta se aproxima do valor V_{OCH}, que é o valor da tensão de circuito aberto do carregador, a corrente naturalmente começa a decrescer, dando início à região 2 do

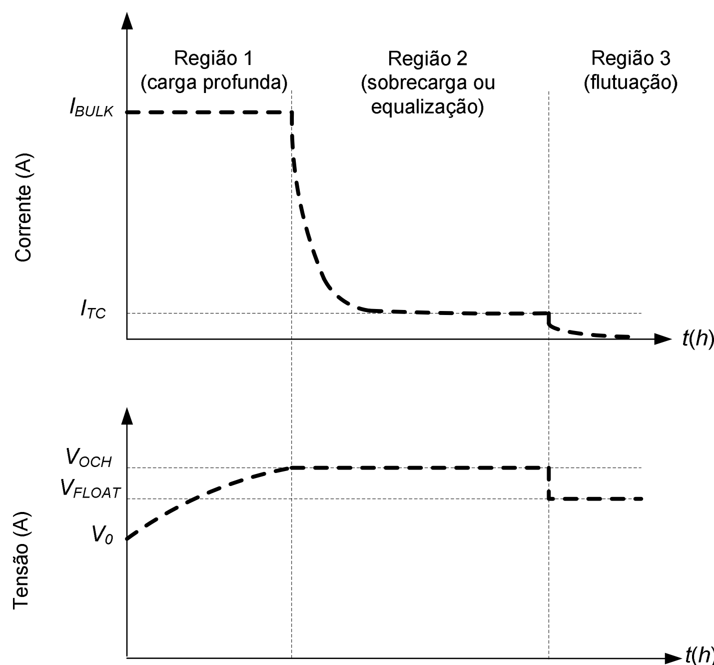


Figura 2.12 – Estratégia de carga de baterias. No alto: corrente na bateria. Embaixo: tensão na bateria.

processo de carregamento. É importante ressaltar que a redução da corrente demandada pela bateria no início da região 2 ocorre de forma natural, sem alteração da tensão de saída do carregador. Na região 2 a tensão é mantida constante na bateria, que drena cada vez menos corrente à medida que é carregada.

Quando a corrente drenada pela bateria fica inferior a I_{MIN} ($I_{MIN} \approx$ 0,01C a 0,05C), a tensão na saída do carregador deve ser reduzida para o valor V_{FLOAT}, que é menor do que V_{OCH} ($V_{FLOAT} \approx$ 13,8V para baterias chumbo-ácido), e assim a corrente drenada pela bateria torna-se muito pequena, necessária apenas para compensar a autodescarga. Essa é a região de flutuação, onde a bateria pode permanecer por um longo período sem sofrer danos. Por outro lado, se a tensão não for reduzida para V_{FLOAT} e a bateria continuar conectada ao carregador, poderá haver danos irreversíveis na bateria. Esta última etapa (flutuação) não é utilizada em baterias de lítio, devendo a carga ser interrompida quando I_{MIN} for atingida.

A estratégia acima pode ser aplicada em outros tipos de baterias com algumas modificações. O carregamento de baterias de lítio requer um controle bastante preciso dos limites de tensão e corrente e o monitoramento constante da temperatura da bateria. Exceder a tensão máxima nesse tipo de bateria provoca a sua explosão, o que é muito perigoso. (vide circuito BMS – *Battery Management System*).

❖ Energia Armazenada e Rendimento de carga e descarga de uma bateria

A quantidade nominal de energia (em W·h) que uma bateria é capaz de armazenar pode ser encontrada multiplicando-se a potência fornecida pela duração, isto é, $E = V_{nom} \cdot I \cdot \Delta t$. Como $I \cdot \Delta t = C$, temos

$$E_{nom} = V_{nom} \cdot C_{nom} \; (Wh), \tag{2.22}$$

onde V_{nom} é a tensão nominal da bateria em volts e C_{nom} é a capacidade nominal em ampères-hora.

Nem toda energia entregue a uma bateria durante seu carregamento pode ser recuperada na descarga. O rendimento de carga e descarga $\eta_{C/D}$ de uma bateria é definido como a razão entre a energia recuperada na descarga e a energia aplicada na carga da bateria:

$$\eta_{C/D} = E_D / E_C \,, \tag{2.23}$$

onde E_D é a energia recuperada na descarga e E_C é a energia aplicada na carga da bateria.

O rendimento de carga e descarga de uma bateria chumbo-ácido varia de 60% a 80%, dependendo da profundidade de descarga, podendo atingir até 99% em baterias de lítio.

❖ Densidade Volumétrica e Densidade de Massa no Armazenamento de Energia

A Figura 2.13 compara as densidades de energia volumétrica de massa de vários tipos de baterias.

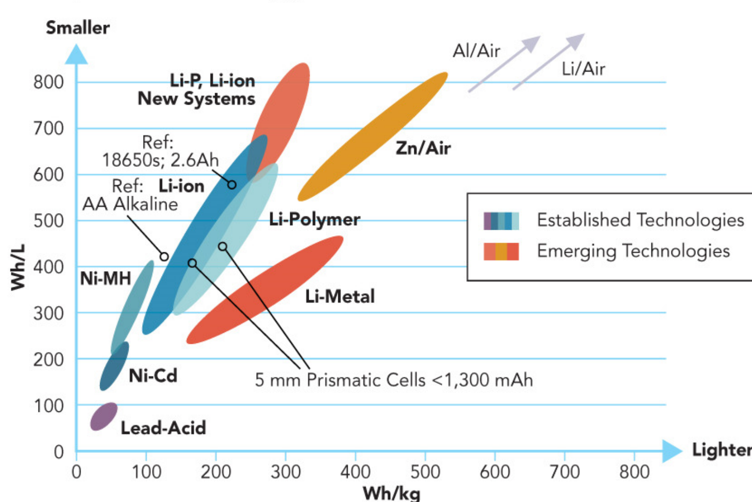


Figura 2.13 – Densidades de energia volumétrica (Wh/l) e de massa (Wh/kg) de vários tipos (ou "químicas") de baterias.

Ao longo dos anos, os pesquisadores têm buscado aperfeiçoar as tecnologias de construção das baterias. Os aumentos das densidades volumétricas de energia (em Wh/l) e de massa (em Wh/kg) tem sido sempre buscados. Além disso, é importante que a bateria tenha alta densidade potência (W/l e W/kg), o que implica na capacidade de fornecer grandes correntes. O aumento da vida útil também é importante para viabilizar aplicações como os carros elétricos e o armazenamento residencial de energia. Atualmente, as tecnologias mais promissoras são Li-S (lítio-enxofre) e as baterias de estado sólido.

2.2.2 – Filtro LC para a tensão de saída

Outra configuração comum na saída de retificadores e também de outros conversores é o filtro LC, utilizado para reduzir a ondulação (*ripple*) da tensão de saída, como mostrado na Figura 2.14. Os elementos do filtro LC são dimensionados para que exista uma pequena ondulação da tensão na carga, normalmente inferior a 10% ($\Delta v_o/Vo < 0{,}1$). Desta forma, a tensão sobre o capacitor é praticamente constante, constituindo a parcela *E* de uma carga tipo *RLE*. A parcela *R* é constituída pela resistência série do indutor, e portanto é pequena, normalmente.

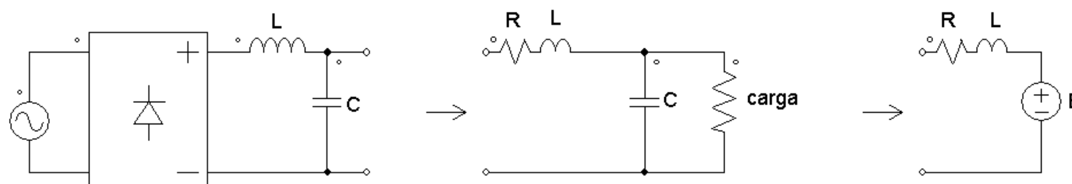


Figura 2.14 – Um filtro LC na saída de um retificador pode ser visto como uma carga RLE.

2.2.3 – Máquinas de Corrente Contínua (MCC)

A máquina de corrente contínua ou MCC pode operar como motor ou como gerador, e possui normalmente dois enrolamentos, o enrolamento de armadura (que fica no rotor), e o enrolamento de campo (fixo no estator). Algumas máquinas c.c. não possuem o enrolamento de campo, pois empregam ímãs permanentes para gerar o campo magnético. Numa MCC, os imãs ou o enrolamento de campo são responsáveis pela produção do fluxo magnético na máquina, com o qual ocorrerá a interação da corrente armadura, gerando torque eletromagnético.

A Figura 2.15 mostra de forma simplificada o campo magnético *B* na MCC. As peças polares de material ferromagnético conduzem o campo *B* até o entreferro, onde ficam as bobinas da armadura (mostrada com apenas uma espira na figura). As chamadas "escovas" mantêm o contato dos condutores com a bobina de armadura enquanto esta gira. Elas são feitas de carbono (grafite[10]) e deslizam sobre os terminais do comutador. O comutador tem a função de manter a corrente circulando sempre na mesma direção na bobina à medida que ela gira, de modo que a força produzida tenha sempre o mesmo sentido. Numa MCC real, não há apenas uma bobina, mas sim várias delas dispostas em forma de cilindro (vide Figura 2.16). À medida que a armadura gira, as bobinas que fazem contato com as escovas vão sendo trocadas (comutadas) pelo comutador. As bobinas da armadura são enroladas num núcleo ferromagnético (vide Figura 2.16), de modo a facilitar a passagem das linhas de campo magnético por entre os polos.

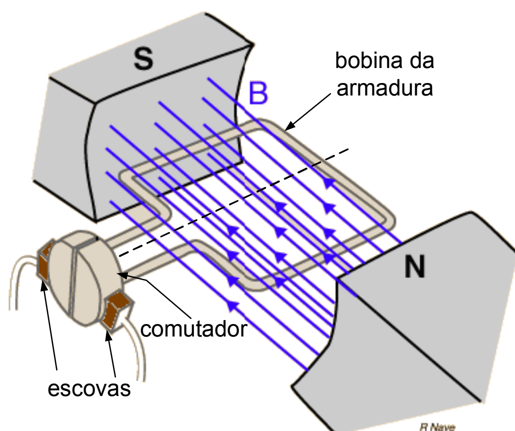


Figura 2.15 -Esquema construtivo simplificado da MCC.

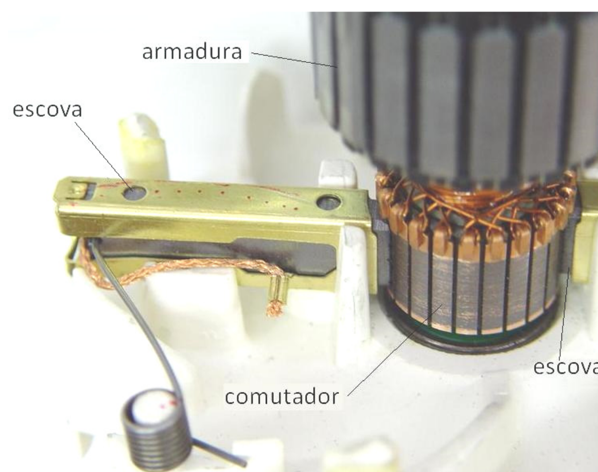


Figura 2.16 – Comutador e escovas de uma MCC real.

[10] O grafite, além de conduzir razoavelmente bem a corrente elétrica, é também um lubrificante natural.

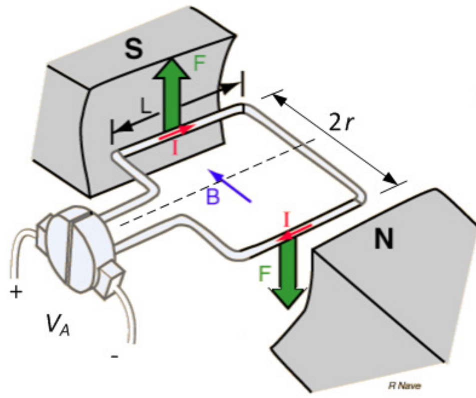


Figura 2.17 – Produção de força eletromagnética no motor c.c.. V_A é a tensão aplicada na armadura

❖ Equações Eletromecânicas da MCC – Torque Eletromagnético

A força eletromagnética F_{ELE} na MCC é o resultado da interação entre o campo B (produzido por ímãs ou pelo enrolamento de campo) e a corrente de armadura, como ilustrado na Figura 2.17. O sentido da força F_{ELE} pode ser determinado pela regra da mão direita. O módulo de F_{ELE} é dado por:

$$F_{ELE} = NB\, i_A\, l \operatorname{sen}\theta, \tag{2.24}$$

onde i_A é a corrente de armadura em ampères; N é o número de espiras da bobina de armadura, B é o módulo da densidade de campo produzido por ímãs ou pelo enrolamento de campo, dado em tesla (ou webers/m^2); l é o comprimento do condutor que está sob a ação de B; e θ é o ângulo entre B e i (normalmente θ=90º).

A força eletromagnética F_{ELE} atua nos dois lados da bobina (na ida e na volta da corrente, vide Figura 2.17) e tende a fazer a armadura girar (motor) ou se opõe à força externa (gerador), produzindo o torque[11] T_{ELE} cujo valor depende do raio da armadura, de acordo com a relação:

$$T_{ELE} = 2\,rF_{ELE} = 2\,NB\,l\,r \operatorname{sen}\theta \cdot i_A, \tag{2.25}$$

onde r é o raio da armadura e T_{ELE} é o torque eletromagnético em N·m. Considerando B constante (MCC a imã ou corrente de campo constante) e θ=90º, pode-se reescrever (2.25) como

$$T_{ELE} = k_T\, i_A, \tag{2.26}$$

onde k_T é uma constante (chamada constante de torque) que depende apenas de parâmetros construtivos da MCC: $k_T = 2NB\,l\,sen\,\theta\,r$.

❖ Equações Eletromecânicas da MCC – Força Eletromotriz

As bobinas da armadura, estando em movimento (rotação) imersas no campo magnético B, sofrem a indução de uma tensão, de acordo com a lei de Faraday:

$$e = N\frac{d\phi}{dt}, \tag{2.27}$$

onde e é a tensão induzida em volts, ϕ é o fluxo magnético nas bobinas em webers. O fluxo ϕ depende do número de linhas de campo que atravessam o interior da bobina: $\phi=B{\cdot}A$, onde A é a área em m^2. Como a bobina está em rotação e o campo B é fixo, a área por onde as linhas de campo passam varia de forma periódica, não havendo nenhuma linha atravessando a bobina quando esta estiver paralela ao campo, por exemplo. Assim, o fluxo no interior da bobina estará variando de forma periódica (senoidal), o que produzirá uma tensão induzida cossenoidal com a mesma frequência angular ω_M da armadura:

$$e = N\frac{d}{dt}\phi(t) = N\frac{d}{dt}[BA(t)] = NB\frac{d}{dt}(A \operatorname{sen}\omega_M t) = NBA\,\omega_M \cos\omega_M t\,. \tag{2.28}$$

Por se tratar de uma máquina c.c., esta tensão cossenoidal de amplitude $NBA\omega_M$ é conduzida para os terminais externos pelo comutador, que tem por função retificar a tensão e. O comutador é posicionado de

[11] Torque ou conjugado de uma força é o produto em N·m (Newton·metro) da componente da força na direção perpendicular ao raio de rotação (=$F\,sen\phi$), pela distância d entre o ponto de aplicação da força e o centro de rotação

tal forma que a tensão *e* seja conduzida ao exterior sempre próximo do ponto de máximo (pico da senóide), o que dá origem à tensão contínua retificada *E*:

$$E = NBA\omega_M \,. \tag{2.29}$$

A expressão (2.29) pode ser reescrita como

$$E = k_\phi \cdot \omega_M \,, \tag{2.30}$$

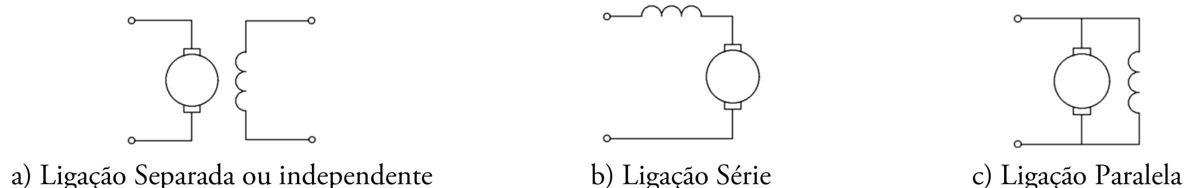
onde k_ϕ é a chamada constante de f.e.m. em V/(rad/s), dada por k_ϕ=*NBA* para máquinas com *B* constante (a imã). A velocidade angular ω_M em (2.30) deve estar em rad/s para que se utilize k_ϕ em V/(rad/s). O uso da unidade rpm (rotações por minuto) é comum, devendo-se ter cuidado para evitar confusões.



Se compararmos (2.25) e (2.29), veremos que k_T e k_ϕ na verdade constituem a mesma constante, pois $2{\cdot}r{\cdot}l$=*A* (compare você mesmo!). Assim, numericamente k_T e k_ϕ devem ser iguais se forem empregadas unidades do S.I. para ambos.

❖ Tipos de ligação do enrolamento de campo

O enrolamento de campo da MCC, quando existir, poderá ser ligado de várias formas, cada uma conferindo características de torque versus velocidade particulares ao motor. A Figura 2.18 ilustra os tipos de ligação mais comuns. A ligação série é muito utilizada em tração, pois oferece um elevado torque de partida. Já na ligação independente (ou excitação independente) o motor possui sua velocidade diretamente proporcional ao valor da tensão de armadura, facilitando a regulação da velocidade.



a) Ligação Separada ou independente b) Ligação Série c) Ligação Paralela

Figura 2.18 – Alguns tipos de ligação da MCC

Para máquinas com excitação separada (onde *B* é criado pelo enrolamento de campo, no caso um enrolamento independente), o campo *B* é dependente da corrente no enrolamento de campo (i_F – *field current*), e desta forma influencia na produção de torque e de f.e.m.. Assim, (2.26) e (2.30) passam a ser escritas, respectivamente, na forma:

$$T_{ELE} = k \cdot i_F \cdot i_A \,, \tag{2.31}$$

$$E = k \cdot i_F \cdot \omega_M \,. \tag{2.32}$$

❖ Modelo Elétrico da MCC

O símbolo e o circuito equivalente da armadura da MCC podem ser visualizados na Figura 2.19.



Figura 2.19 – Símbolo e circuito equivalente da armadura da MCC.

A resistência *R* representa a resistência elétrica do enrolamento de armadura, *L* a indutância do enrolamento e *E* a força contra-eletromotriz interna, a qual depende da velocidade de rotação da armadura, como visto anteriormente. Quanto maior a velocidade, maior a f.e.m. *E*. Se a armadura estiver parada, *E* será nula. Se o sentido de rotação se inverter, *E* trocará de sinal.

A partir do modelo elétrico podemos escrever:

$$v_A = R \cdot i_A + L\frac{di_A}{dt} + E \,. \tag{2.33}$$

onde v_A é a tensão aplicada na armadura. Em regime permanente, (quando i_A é constante = I_A) o termo di_A/dt é nulo e então temos:

$$V_A = R \cdot I_A + E \,. \tag{2.34}$$

❖ Quadrantes de Operação da Máquina CC

A máquina CC pode operar em quatro quadrantes, os quais são definidos pelos sentidos do torque eletromagnético e da velocidade de rotação. Os quadrantes são numerados no sentido anti-horário, como mostrado na Figura 2.20.

O modo motor (quadrantes I e III) caracteriza-se pela operação com torque eletromagnético e velocidade de mesmo sentido. No modo motor, a MCC está absorvendo energia elétrica (e entregando energia mecânica em seu eixo), e assim a corrente de armadura deve estar *entrando* no terminal positivo de *E*. Isso ocorre exatamente nos quadrantes I (onde tem-se E+ e I+) e III (onde tem-se E- e I-).

O modo gerador caracteriza-se pela operação sob torque e velocidade de sentidos contrários (quadrantes II e IV). No modo gerador, a MCC está absorvendo energia mecânica (que a faz girar) e entregando energia elétrica. Assim, a corrente de armadura deve estar *saindo* do terminal positivo de *E*. Isso ocorre exatamente no quadrante II (onde temos E+ e I-), e no quadrante IV (onde temos E- e I+).

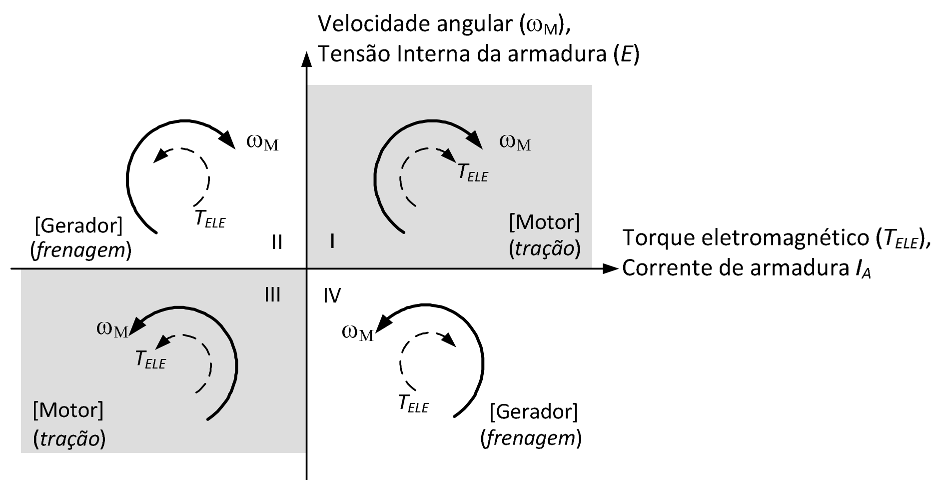


Figura 2.20 – Quadrantes de operação da MCC

❖ Energia Cinética, Momento de Inércia e Equilíbrio

No modo motor, o torque externo aplicado ao eixo pela carga mecânica (T_{EXT}), também chamado de torque resistente, se opõe ao torque eletromagnético (T_{ELE}), que é o responsável pelo movimento de rotação do eixo. Já no modo gerador, é o torque externo o responsável pelo movimento de rotação, e o torque eletromagnético se opõe ao torque externo, obedecendo à lei da conservação da energia. Assim, em regime permanente, T_{ELE} e T_{EXT} são sempre opostos, como mostrado na Figura 2.21.

A seguir será desenvolvida a equação de equilíbrio mecânico no movimento circular. Mas antes convém relembrar o equilíbrio no movimento linear. Nesse último, havendo duas forças opostas F_1 e F_2 atuando sobre um corpo de massa M, a segunda lei de Newton estabelece que

$$F_1 - F_2 = M\frac{dv}{dt} \,, \tag{2.35}$$

isto é, a força resultante é igual à massa M do corpo multiplicada pela sua aceleração (=taxa de variação da velocidade do corpo $=dv/dt$). Se a força resultante for nula (isto é, se $F_1=F_2$), então a aceleração será nula, isto é, a velocidade será constante. A segunda lei de Newton pode ser aplicada ao movimento circular na MCC, mas antes algumas considerações adicionais devem ser feitas.

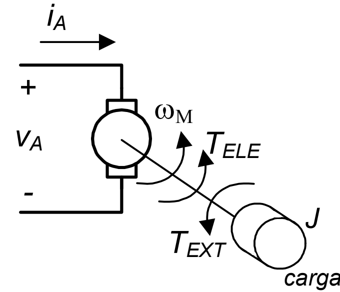


Figura 2.21 – Torque eletromagnético e torque externo de carga (modo motor).

A energia cinética de um corpo depende de sua massa M e de sua velocidade de deslocamento, segundo a expressão $Ec=½\ Mv^2$. No movimento circular, entretanto, é conveniente expressar a energia cinética em função da velocidade angular ω, ao invés da velocidade tangencial v do corpo. Sabe-se que essas duas velocidades se relacionam de acordo com a expressão $v=\omega\cdot r$, onde r é o raio de rotação. Assim, a energia cinética no movimento circular, escrita em função da velocidade angular, é dada por:

$$Ec = \tfrac{1}{2} M v^2 = \tfrac{1}{2} M (\omega r)^2 = \tfrac{1}{2} M \omega^2 r^2 \,. \tag{2.36}$$

Entretanto, um corpo real, como uma polia, por exemplo, possui cada uma de suas pequenas partes constituintes girando a distâncias diferentes do centro, isto é, com raios distintos. Para se encontrar a energia cinética total Ec da polia, é necessário calcular a energia cinética de cada uma dessas pequenas partes considerando os respectivos raios, e então somar essas energias. Matematicamente, isso pode ser representado da seguinte forma:

$$Ec \approx \sum_{k=1}^{N} \tfrac{1}{2} m_k \, r_k^2 \, \omega^2 \,, \tag{2.37}$$

onde m_k é a massa da k-ésima parte da polia e r_k é o respectivo raio, e N é o número total de partes nas quais a polia foi dividida. O valor obtido para Ec será tão mais preciso quanto maior for o número N de partes em que a polia for dividida.

Reescrevendo a expressão acima com a constante ½ e a variável ω^2 deixadas de fora do somatório, obtém-se:

$$Ec \approx \tfrac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^{N} m_k \, r_k^2 \right) \omega^2 . \tag{2.38}$$

O termo entre parênteses na expressão acima é constante para dado corpo, e recebe o nome especial de *Momento de Inércia* do corpo. O momento de inércia no movimento circular é o análogo da massa no movimento linear, é representado pela letra J, e é dado por:

$$J = \sum_{k=1}^{N} m_k \, r_k^2 \ . \tag{2.39}$$

A expressão (2.38) pode ser reescrita na forma

$$Ec = \tfrac{1}{2} J \omega^2 \,, \tag{2.40}$$

onde J é o momento de inércia do corpo que se encontra em movimento circular com velocidade ω. Observa-se a semelhança de (2.40) com a expressão da energia cinética no movimento linear $Ec= ½Mv^2$.

O momento de inércia é uma constante particular do corpo e de seu eixo de rotação, e relaciona-se à energia cinética que ele adquire ao ser girado em torno do eixo. Um mesmo corpo pode possuir momentos de inércia diferentes de acordo com o eixo de rotação, dependendo da simetria de sua geometria.

❖ Dinâmica mecânica no movimento circular

A segunda lei de Newton (equação (2.35) pode ser aplicada ao movimento circular. A diferença é que, nesse caso, o equilíbrio depende dos torques que agem no corpo, e não das forças como no movimento linear. Multiplicando-se ambos os lados de (2.35) por R e lembrando que $v = \omega \cdot R$, obtém-se:

$$F_1 \cdot R - F_2 \cdot R = M \cdot \frac{d}{dt}(\omega \cdot R) \cdot R\,. \qquad (2.41)$$

Para o caso da MCC, onde agem os torques eletromagnético (T_{ELE}) e de carga (T_{EXT}), que têm sentidos opostos, pode-se adotar $F_1 \cdot R = T_{ELE}$, $F_2 \cdot R = T_{EXT}$. A constante $M \cdot R^2$ representa o momento de inércia J do corpo em rotação. Assim, no caso do eixo de uma MCC, pode-se generalizar (2.41) por

$$T_{ELE} - T_{EXT} = J\,\frac{d\omega_M}{dt}\,, \qquad (2.42)$$

onde $d\omega_M/dt$ é a aceleração angular do eixo (taxa de variação da velocidade angular), dada em rad/s², e J é o momento de inércia total das partes que se encontram em rotação, ligadas ao eixo da MCC.

Se o torque resultante for nulo ($T_{ELE} = T_{EXT}$), então a aceleração angular será nula, isto é, a velocidade angular será constante (podendo ser inclusive nula). Quando isso ocorre, diz-se que o sistema encontra-se em regime permanente ou em equilíbrio. Se T_{ELE} for maior que T_{EXT}, a velocidade do eixo estará crescendo. Se T_{EXT} é que for maior, a velocidade do eixo estará diminuindo (aceleração negativa). A equação (2.42) descreve, portanto, o comportamento dinâmico do eixo da MCC.

❖ Potência mecânica no movimento circular

A potência é definida como a taxa de utilização ou transformação da energia, ou de realização de trabalho. No movimento linear, o trabalho W realizado por uma força F é dado pelo produto da força pelo deslocamento Δx: $W = F \cdot \Delta x$, em joules. Dividindo-se esse trabalho pelo intervalo de tempo decorrido para realizá-lo, obtém-se a potência em watts: $P = F \cdot \Delta x / \Delta t$. Reconhecendo o termo $\Delta x / \Delta t$ como a velocidade do corpo, pode-se escrever para um corpo em movimento linear

$$P = F \cdot v\,. \qquad (2.43)$$

No movimento circular, a velocidade linear do corpo depende da velocidade angular e do raio de rotação: $v = \omega \cdot r$, com ω dado em radianos por segundo. Substituindo-se essa relação em (2.43), a potência no movimento circular fica na forma $P = F \cdot \omega \cdot r$. Mas o termo $F \cdot r$ é exatamente o torque T atuante sobre o corpo, e assim, no movimento circular:

$$P = T \cdot \omega\,, \qquad (2.44)$$

isto é, a potência P em watts desenvolvida pelo torque T é dada pelo produto de T pela velocidade angular ω, com ω dada em radianos por segundo e T em N·m.

❖ Redutores de velocidade

Na maioria das aplicações utilizando motores elétricos, é necessário adaptar a velocidade de rotação do eixo do motor para os valores requeridos pela carga mecânica. Há várias formas de se fazer isso: por meio de engrenagens, por meio de polias e correias, etc. Será visto aqui um tipo de redução por engrenagens, ilustrada simplificadamente na Figura 2.22, onde podem ser vistas as engrenagens E_1 e E_2. O eixo do motor aciona uma das engrenagens, e a carga mecânica é acionada pela outra engrenagem.

Devido ao contato de seus dentes, não há deslizamento e as duas engrenagens são obrigadas a girar com a mesma velocidade tangencial: $v_1 = v_2$, ou $\omega_1 \cdot R_1 = \omega_2 \cdot R_2$, o que permite escrever

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{R_2}{R_1}\,. \qquad (2.45)$$

Como os raios R_1 e R_2 são diferentes, as velocidades angulares também o são. Por exemplo, se o eixo do motor for conectado à engrenagem E₁, a engrenagem E₂ irá girar com a velocidade $\omega_2=\omega_1 \cdot R_1/R_2$, o que, de acordo com a Figura 2.22, resultará numa velocidade angular menor para E₂, já que $R_1<R_2$ nessa figura.

Considerando a transmissão de energia sem perdas nesse sistema, isto é, que a potência aplicada a E_1 é totalmente recuperada em E_2, ($P_{E1}=P_{E2}$), então, de acordo com (2.44): $T_1 \cdot \omega_1 = T_2 \cdot \omega_2$. Utilizando-se (2.45) para substituir ω_1 e ω_2, obtém-se:

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.46)$$

As expressões (2.45) e (2.46 assemelham-se às de um transformador elétrico. De fato, o redutor por engrenagens é um transformador mecânico: o lado que gira com maior velocidade está sujeito a um menor torque, e vice-versa. A relação de transformação é $a=R_2/R_1$.

A Figura 2.23 ilustra um motor elétrico acoplado a um redutor de velocidade de dois estágios.

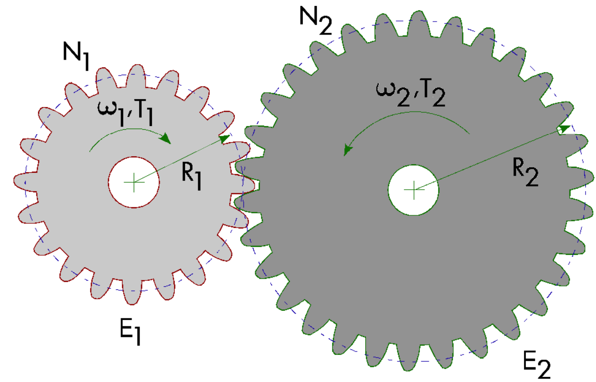


Figura 2.22 – Redução de velocidade por engrenagens.

❖ Características da Carga

Ao se acionar uma carga mecânica com um motor, esta oferece um torque que se opõe ao movimento (torque resistente ou de carga – T_{EXT}), no sentido de reduzir a velocidade angular ω. Cada tipo de carga apresenta características específicas de torque resistente em função da velocidade. No caso de um ventilador, por exemplo, o torque resistente depende fortemente do quadrado da velocidade angular ($T_{EXT} \propto \omega^2$). Numa carga que possua característica de atrito viscoso, como numa prensa, o torque varia de forma linear com a velocidade ($T_{EXT} \propto \omega$). Já no caso de um elevador ou guindaste, o torque resistente é basicamente constante em regime permanente, já que o peso do corpo suspenso não depende de ω. O mesmo ocorre no caso do atrito entre superfícies sólidas, onde a força de atrito não depende da velocidade (atrito seco ou de Coulomb).

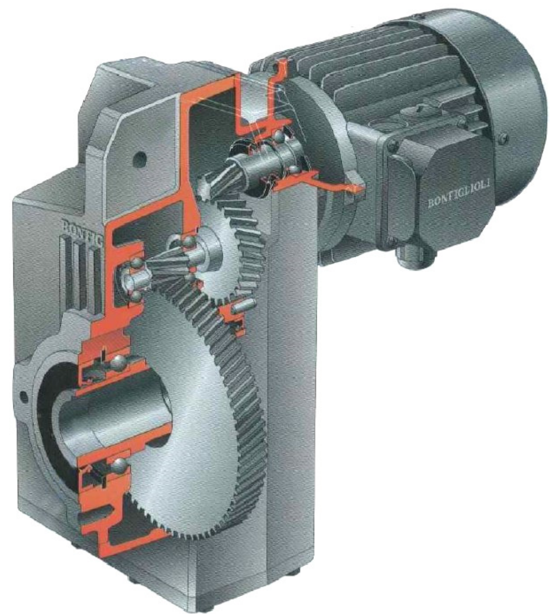


Figura 2.23 – Motor elétrico acoplado a um redutor de velocidade de dois estágios com engrenagens [20].

A representação matemática de um torque de carga genérico pode ser feito na forma

$$T_{EXT} = T_c + B\omega + C\omega^2, \quad (2.47)$$

onde: T_c é a parcela do torque de carga que não depende da velocidade angular;
B é uma constante chamada coeficiente de atrito viscoso;
C é outra constante, relativa ao termo ω^2.

Na característica torque versus velocidade de uma carga mecânica real, um ou mais termos de (2.47) podem se sobressair em relação aos demais, mas de uma forma geral todos eles estarão presentes. A Figura 2.24 e a Figura 2.25 ilustram o comportamento típico das cargas mais comuns. A característica mostrada na Figura 2.24a (torque constante) é dominante em elevadores, guindastes e correias transportadoras. Nesse caso, a potência cresce linearmente, já que $P=T \cdot \omega$ (vide equação (2.44)).

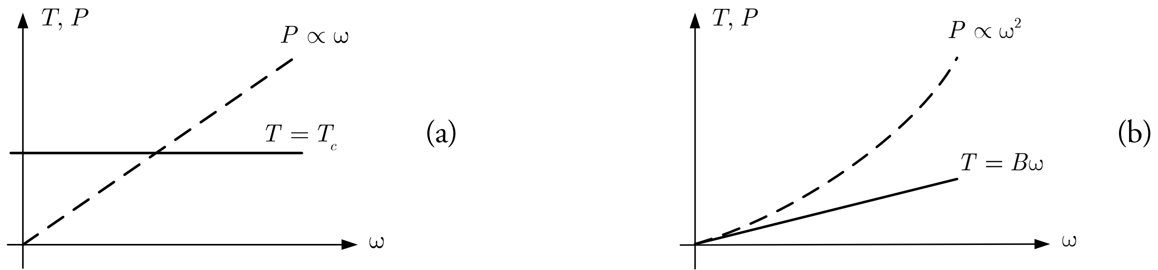


Figura 2.24 – Diferentes características do torque de carga em função da velocidade em regime permanente. (a) Carga do tipo torque constante (elevadores, guindastes, correias transportadoras, veículos em plano inclinado); (b) Carga onde o torque varia diretamente com a velocidade (prensas, compressores de parafuso, etc.).

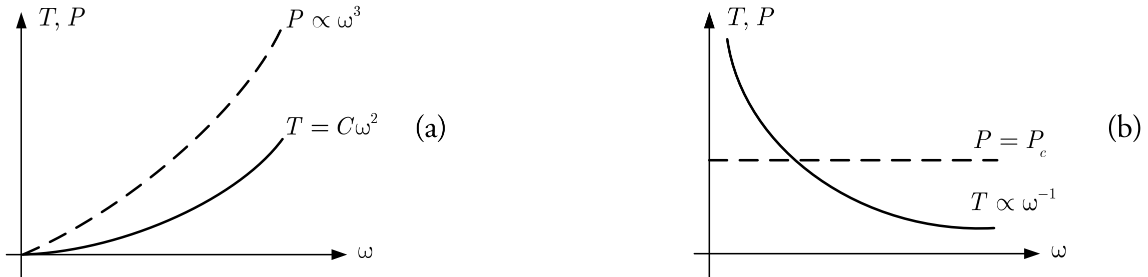


Figura 2.25 – Diferentes características do torque de carga em função da velocidade em regime permanente. A potência está também indicada. (a) Carga com variação quadrática do torque (ventiladores e exaustores, bombas centrífugas e agitadores centrífugos); (b) Carga do tipo potência constante (em bobinadeiras e tornos mecânicos).

A característica mostrada na Figura 2.24b (torque linearmente crescente) é típica de prensas e compressores de parafuso. Ventiladores e exaustores, bombas centrífugas e agitadores centrífugos apresentam predominantemente a característica quadrática do torque com a velocidade, e logo a potência necessária varia com o cubo de ω (Figura 2.25a). Finalmente, a Figura 2.25b apresenta o comportamento de cargas do tipo potência constante, típico em processos com variação de diâmetro, como em bobinadeiras e tornos mecânicos.

❖ Velocidade de equilíbrio na conexão motor-carga

A velocidade de regime permanente na ligação de um motor a uma carga mecânica ocorre no ponto onde o torque resultante é nulo, isto é, $T_{ELE}=T_{EXT}$. O torque de carga T_{EXT} varia com a velocidade angular segundo natureza da carga, conforme explicado no item anterior. O torque eletromagnético T_{ELE} depende da corrente de armadura e da corrente de campo, no caso de haver esse enrolamento. Para a MCC a ímã com tensão constante V_A na armadura, tem-se:

$$T_{ELE} = k_T \cdot i_A = k_T \cdot \frac{V_A - E}{R} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow T_{ELE} = k_T \cdot \frac{V_A - k_\phi \cdot \omega_M}{R} \qquad (2.48)$$

A expressão (2.48 representa uma reta do torque versus a velocidade, o que fica mais claro se escrita na forma tradicional $y=ax+b$, ou

$$T_{ELE} = -\frac{k_T k_\phi}{R}\omega_M + \frac{k_T \cdot V_A}{R}, \qquad (2.49)$$

a qual possui coeficiente angular negativo.

A Figura 2.26 ilustra as curvas torque vs. velocidade de uma MCC a ímã, juntamente com a curva característica de uma carga qualquer. Nessa figura, quando a MCC está alimentada com a tensão V_{A1}, a velocidade de equilíbrio é ω_1. A velocidade de equilíbrio é ω_2 com a uma tensão menor na armadura (V_{A2}).

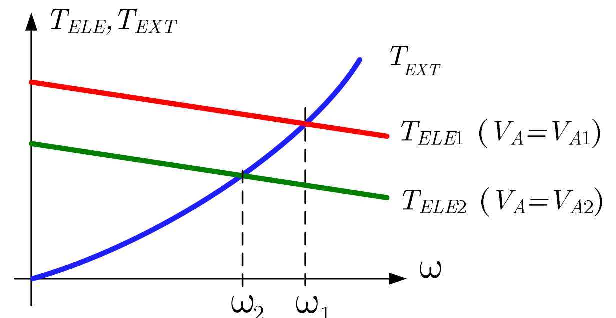


Figura 2.26 – Velocidades de equilíbrio ω_1 ou ω_2 de uma MCC a íma, alimentada com V_{A1} ou V_{A2}.

❖ Dados de Placa de uma MCC

As máquinas c.c., assim como a maioria dos equipamentos elétricos e eletrônicos, possuem uma placa de identificação onde são apresentados os principais dados elétricos, chamados "nominais". A Figura 2.27 apresenta a imagem da placa de um motor c.c. a imã permanente.

A potência nominal da MCC da Figura 2.27 é 1/3HP (potência mecânica no eixo), e sua velocidade nominal é 1800rpm. Ela é do tipo a ímã permanente (P.M.D.C. motor – *permanent magnet direct current*). Assim, não há enrolamento de campo. A tensão nominal da armadura é 90V, com corrente nominal de 3,2A. A classe de temperatura da isolação é H (180ºC), e o regime de serviço é contínuo (S1).

A partir dos dados de placa, é possível se obter a constante de torque e a constante de f.e.m. da MCC, como explicado a seguir. Partindo-se da potência nominal de saída, 1/3HP, e da velocidade nominal (1800rpm), e sabendo-se que $P=T\cdot\omega$ (2.44), pode-se obter o torque eletromagnético nominal. Entretanto, é preciso lembrar que essa expressão é verdadeira para ω expresso em rad/s. Assim: $T_{ELEnom}=$ =(1/3)·746W/188,495rad/s=1,319N·m. Agora, a constante de torque pode ser encontrada por (2.26): $T_{ELE} = k_T\, i_A$, isto é: k_T=1,319N·m/3,2A=0,412N·m/A. A constante de f.e.m é numericamente igual à constante de torque se expressa em V/rad/s: k_ϕ=0,412V/(rad/s)=43,14mV/rpm.

A resistência do enrolamento da armadura também pode ser facilmente encontrada utilizando-se o modelo RLE. Sabe-se que na velocidade nominal, 1800rpm, com corrente de armadura igual a 3,2A, a tensão de armadura vale 90V. Assim: $R_a=(V_a-E)/I_a \Rightarrow R_a=(V_a- k_\phi\cdot\omega)/I_a \Rightarrow R_a$=(90-0,0431*1800)/3,2=3,86Ω. O rendimento da MCC nas condições nominais pode ser também estimado, já que a potência nominal no eixo é dada (1/3HP), e a potência de entrada pode ser encontrada (P_i=90V·3,2A=288W). Assim, o rendimento η=(1/3)746/288=0,863 ou 86,3%.

Há várias maneiras de se realizar a verificação desses cálculos. Por exemplo, a diferença entre a potência de entrada e a de saída deve estar praticamente toda na parcela *R* da armadura Assim: $P_i-P_o \approx R\cdot i_a^2$. P_i=288W; P_o=746/3=248,67W. P_i-P_o= 39,33W=3,86Ω·3,2². Outra maneira de se verificar é pela potência mecânica de saída, que deve coincidir com o produto $E\cdot I_A$:

$$P_{ELE} = E \cdot I_A = T_{ELE} \cdot \omega \qquad (2.50)$$

Assim, E=1800rpm*43,14mV/rpm= 77,75V. E então, usando-se (2.50): 77,75V*3,2A=1,319Nm*188,495 rad/s= 248,8W ≈ P_o.

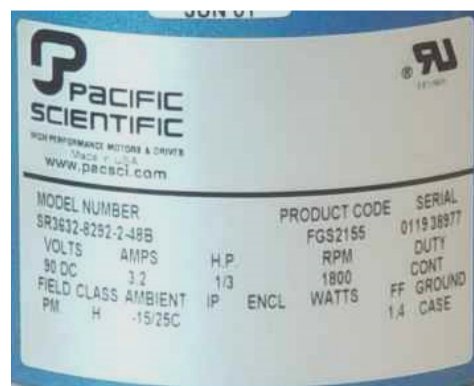
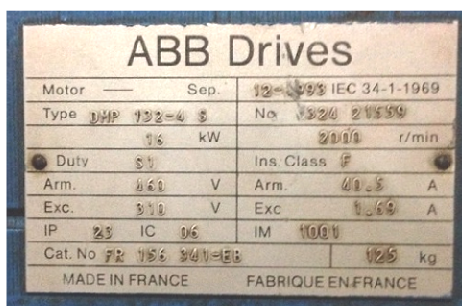
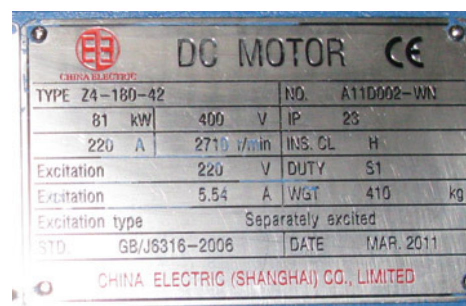


Figura 2.27 – Placa de identificação de um motor c.c. a íma. *Fonte: Google imagens.*

A Figura 2.28a e a Figura 2.28b apresentam placas de MCCs com enrolamento de campo independente (excitação separada). Nesse tipo de MCC, além do enrolamento de armadura, há também o



(a)



(b)

Figura 2.28 – Placas de identificação de motores c.c.. (a) Motor c.c. de 16kW, com excitação separada. (b) Motor c.c. de 81kW, com excitação separada. *Fonte: Google imagens.*

o enrolamento de campo, como ilustrado na Figura 2.18. Na Figura 2.28a, a potência nominal da MCC é 16kW, e sua velocidade nominal é 2000rpm. A tensão nominal da armadura é 460V, com corrente nominal de 40,5A. A tensão nominal do enrolamento de campo (Exc., de *Excitation*) é 310V, e a corrente nominal de campo é 1,69A. O regime de serviço é S1 (serviço contínuo), a classe de temperatura da isolação é F (155ºC), e o grau de proteção da carcaça é IP23.

Neste tipo de MCC, o campo magnético B pode ser ajustado pela corrente do enrolamento de campo. Assim, considerando (2.24) e (2.28), as equações de torque e de f.e.m. da MCC (2.26) e (2.30) devem ser reescritas como:

$$T_{ELE} = k_T \cdot I_F \cdot I_A \,, \tag{2.51}$$

$$E = k_\phi \cdot I_F \cdot \omega_M \,, \tag{2.52}$$

A partir dos dados de placa, é possível se obter a constante de torque e a constante de f.e.m. da MCC, como explicado a seguir. Partindo-se da potência nominal, 16kW, e da velocidade nominal (2000rpm), e sabendo-se que $P=T\cdot\omega$, pode-se obter o torque nominal (vide equação (2.44)). Entretanto, é preciso lembrar que essa expressão é verdadeira para ω expresso em rad/s. Assim: T_{ELE}=16kW/ 209,44rad/s=76,394N·m. Agora, a constante de torque pode ser encontrada usando-se (2.53): $T_{ELE} = k_T \cdot I_F \cdot I_A$, isto é: k_T=76,394N·m/40,5A/1,69A=1,116N·m/A. A constante de f.e.m é numericamente igual à constante de torque, porém expressa em V/rad/s: k_ϕ=1,116V/(rad/s)=0,117V/rpm.

O valor da resistência do enrolamento da armadura também pode ser encontrado utilizando-se o modelo RLE. Nas condições nominais a velocidade é 2000rpm, a corrente de armadura vale 40,5A, a corrente de campo é 1,69A e a tensão de armadura vale 460V. Assim: $R_a=(V_a - E)/I_a$ => $R_a = (V_a - k_\phi \cdot I_F \cdot \omega)/I_a$ $\Rightarrow$ R_a=(460-0,117*1,69*2000)/40,5= 1,59Ω.

2.3 – Retificadores Monofásicos Controlados Comutados pela Rede

Os retificadores controlados *comutados pela rede* utilizam tiristores (SCRs) como chaves estáticas de potência. Uma das aplicações dos retificadores controlados é o acionamento de motores de corrente contínua, onde o ajuste da velocidade angular é realizado através da variação da tensão média retificada de saída aplicada ao motor. A variação da tensão média retificada é realizada através do ajuste do *ângulo de disparo* dos SCRs do retificador, o que por sua vez é realizado por um circuito de comando apropriado.

2.3.1 – Retificador Monofásico de ½ Onda Controlado, com Carga RL

O circuito do retificador monofásico de ½ onda controlado com carga RL está mostrado na Figura 2.29. Em relação ao retificador não controlado observa-se que o diodo foi substituído por um SCR, permitindo assim o controle sobre o valor médio da tensão de saída através da variação do *ângulo de disparo,* denominado α (alfa).

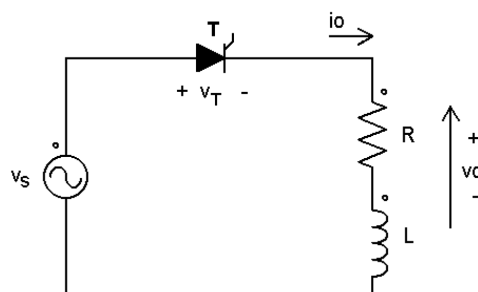


Figura 2.29 – Retificador monofásico de ½ onda controlado, com carga RL

A Figura 2.30 mostra as formas de onda de tensão e corrente no circuito. Pode-se observar nessa figura que, até o instante ωt = α, (α = ângulo de disparo), não há corrente circulando no circuito, e a tensão na carga é nula. No instante ωt=α, é dado o pulso de disparo no *gate* do SCR, e como a tensão da rede é positiva nesse instante, o dispositivo entra em condução. A corrente cresce atrasada devido à parcela indutiva da carga (como ocorre no retificador não controlado), e se extingue (chega a zero) em ωt = β, chamado *ângulo de extinção da corrente*.

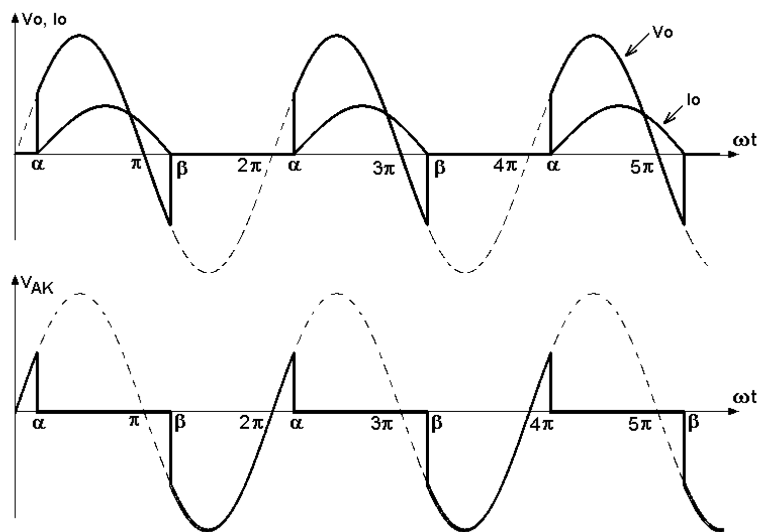


Figura 2.30 - Formas de onda do retificador 1ϕ controlado, 1/2 onda, carga RL

Da mesma forma que no retificador monofásico não controlado, surge uma parcela negativa de tensão sobre a carga, cuja duração depende do valor do ângulo β.

A tensão média na carga pode ser determinada calculando-se a área sob a curva da tensão no intervalo [α,β] e dividindo-a pelo período (2π), o que resulta na expressão:

$$V_{O\,\text{med}} = \frac{\int_{\alpha}^{\beta} V_{\max} \text{sen}(\omega t)\, d\omega t}{2\pi}, \tag{2.53}$$

cujo resultado é:

$$V_{O\,\text{med}} = \frac{V_{\max}}{2\pi}(\cos\alpha - \cos\beta). \tag{2.54}$$

O método de determinação do ângulo de extinção da corrente β será descrito na seção a seguir.

2.3.2 – Retificador Monofásico de ½ Onda Controlado (E1CK), com Carga RLE

O circuito do retificador monofásico de ½ onda está mostrado na Figura 2.31.

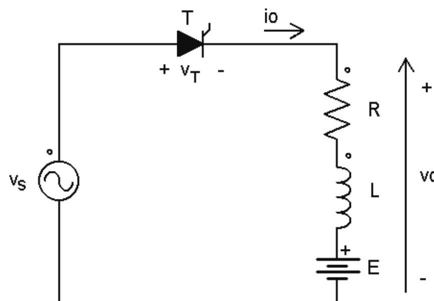


Figura 2.31 – Retificador monofásico de ½ onda controlado com carga RLE

A Figura 2.32 mostra as formas de onda de tensão e corrente no circuito. Quando o tiristor é disparado em ωt=α, a tensão da fonte CA é aplicada sobre a carga. É interessante observar que quando o tiristor está bloqueado (β < ωt < α), ou seja, quando a corrente é zero, a tensão sobre a carga é igual ao valor de E, pois as quedas de tensão sobre o resistor e o indutor são nulas, e então $v_R+v_L+E=E$.

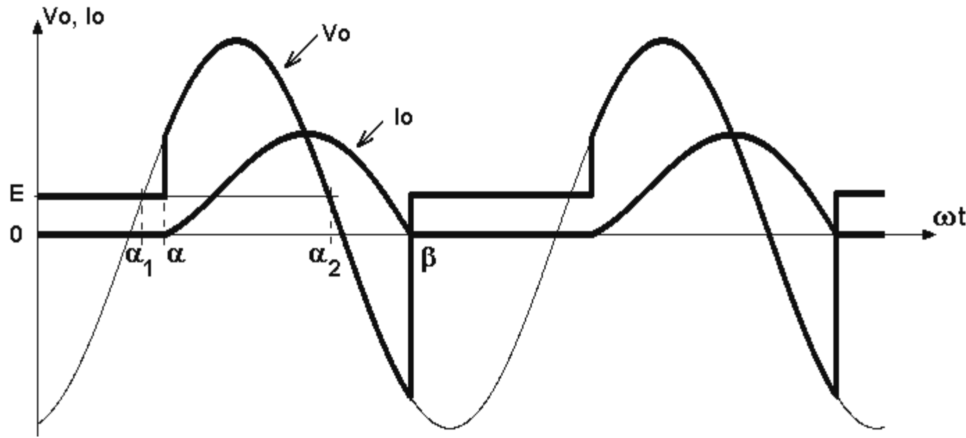


Figura 2.32 – Formas de onda na carga do retificador da Figura 2.31

A seguir estão os significados dos ângulos mostrados na figura:

α : ângulo de disparo do SCR
α_1 : ângulo mínimo de disparo do SCR
α_2 : ângulo máximo de disparo do SCR
β : ângulo de extinção da corrente

Devido à presença da parcela E, existem alguns trechos onde o tiristor fica reversamente polarizado e não é possível dispará-lo. Nesses intervalos a tensão v_s é menor do que o valor de *E*. Por causa disso existem os ângulos mínimo (α_1) e máximo (α_2) de disparo.

Para ângulos menores que o mínimo α_1 ou maiores que o máximo α_2, o tiristor está reversamente polarizado. O valor de α_1 é dado por:

$$\alpha_1 = \text{arcsen}\left(\frac{E}{V_{\max}}\right), \tag{2.55}$$

e

$$\alpha_2 = 180^o - \alpha_1 . \tag{2.56}$$

A expressão da tensão média na carga pode ser encontrada aplicando-se a definição à forma de onda de tensão da Figura 2.32:

$$V_{O\text{med}} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\alpha}^{\beta} V_{\max}\,\text{sen}\theta\, d\theta + \int_{\beta}^{2\pi+\alpha} E\ \ d\theta\right] \tag{2.57}$$

cujo desenvolvimento resulta em:

$$V_{\text{Omed}} = \frac{V_{\max}}{2\pi}\left[\cos\alpha - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}(\alpha-\beta)\right] + E \tag{2.58}$$

Observa-se que a tensão média na carga depende não somente do ângulo de disparo α, mas também do ângulo de extinção β e da parcela *E*. Em uma MCC, *E* varia conforme a velocidade angular, o que pode ser um inconveniente, pois nesse caso Vo_{med} depende fortemente da carga.

Como o valor *médio* da tensão no indutor é *zero*, o valor médio da corrente na carga é dado por:

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}} - E}{R} \tag{2.59}$$

❖ Determinação do ângulo de extinção da corrente (β) – Ábaco de Puschlowski

O valor do ângulo de extinção da corrente β somente pode ser encontrado por métodos numéricos ou gráficos, uma vez que não existe uma solução analítica que possa expressá-lo. A solução na forma gráfica utilizada para a determinação de β é o *Ábaco de Puschlowski*, mostrado na Figura 2.34.

Para se determinar o valor do ângulo de extinção β no eixo das ordenadas do ábaco, inicialmente deve-se determinar os parâmetros:

a) O cosseno do ângulo de fase ϕ (ou φ), onde $\phi=\arctan(\omega L/R)$;
b) A relação $a=E/V_{max}$.

O par de valores “a” e “cosϕ” determina qual das curvas do ábaco será utilizada. Uma vez selecionada a curva, traça-se o par ordenado (α, β) através dessa curva.

O Ábaco de Puschlowski informa também se o regime de condução do retificador é *contínuo* ou *descontínuo*: Se o ponto de operação determinado pelos parâmetros (a, cosϕ e α) estiver acima da linha correspondente ao retificador em questão, o regime de condução é contínuo. Se o ponto de operação estiver abaixo da linha o regime é descontínuo. Se o ponto de operação conicidir com a linha, tem-se o regime crítico de condução, onde a corrente se anula apenas por um instante e volta a crescre. O regime de condução dos retificadores 1ϕ de meia onda (sem diodo de roda livre) é sempre descontínuo.

Quando o retificador em questão for trifásico (os retificadores trifásicos serão estudados mais à frente), o ângulo de entrada no ábaco deve ser α' (e não α) onde:

$$\begin{cases} \alpha' = \alpha + 30^o & \text{para o retificador trifásico de ½ onda;} \\ \alpha' = \alpha + 60^o & \text{para o retificador trifásico de onda completa.} \end{cases}$$

Isto ocorre porque nestes retificadores α é contado a partir do cruzamento das tensões fase-neutro e fase-fase, respectivamente, e o ábaco foi construído com base na passagem da tensão por zero.



É importante enfatizar que o Ábaco de Puschlowski **não** pode ser utilizado quando o retificador possuir *diodo de roda livre* ou *efeito de roda livre*, como no caso dos retificadores em ponte mista que serão estudados a seguir, pois ele não foi construído para essas situações.

2.3.3– Retificador Monofásico de Onda Completa, Totalmente Controlado (B2C)

O circuito do retificador monofásico em ponte totalmente controlado está mostrado na Figura 2.33. A Figura 2.35 mostra as formas de onda de tensão e corrente na carga para o funcionamento em *condução contínua*, bem como a sequência dos pulsos de disparo dos tiristores. A tensão da fonte v_s está indicada pela linha fina contínua, e essa mesma tensão está mostrada com a linha fina pontilhada, porém com a fase invertida. A seguir será explicado o funcionamento do circuito.

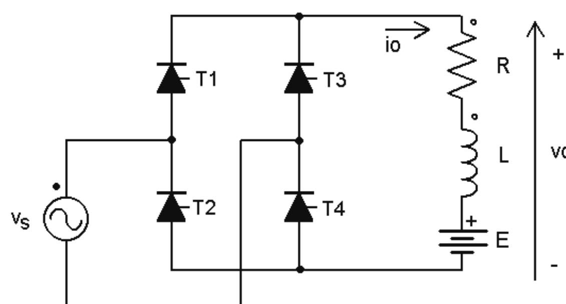


Figura 2.33 – Retificador monofásico em ponte totalmente controlada

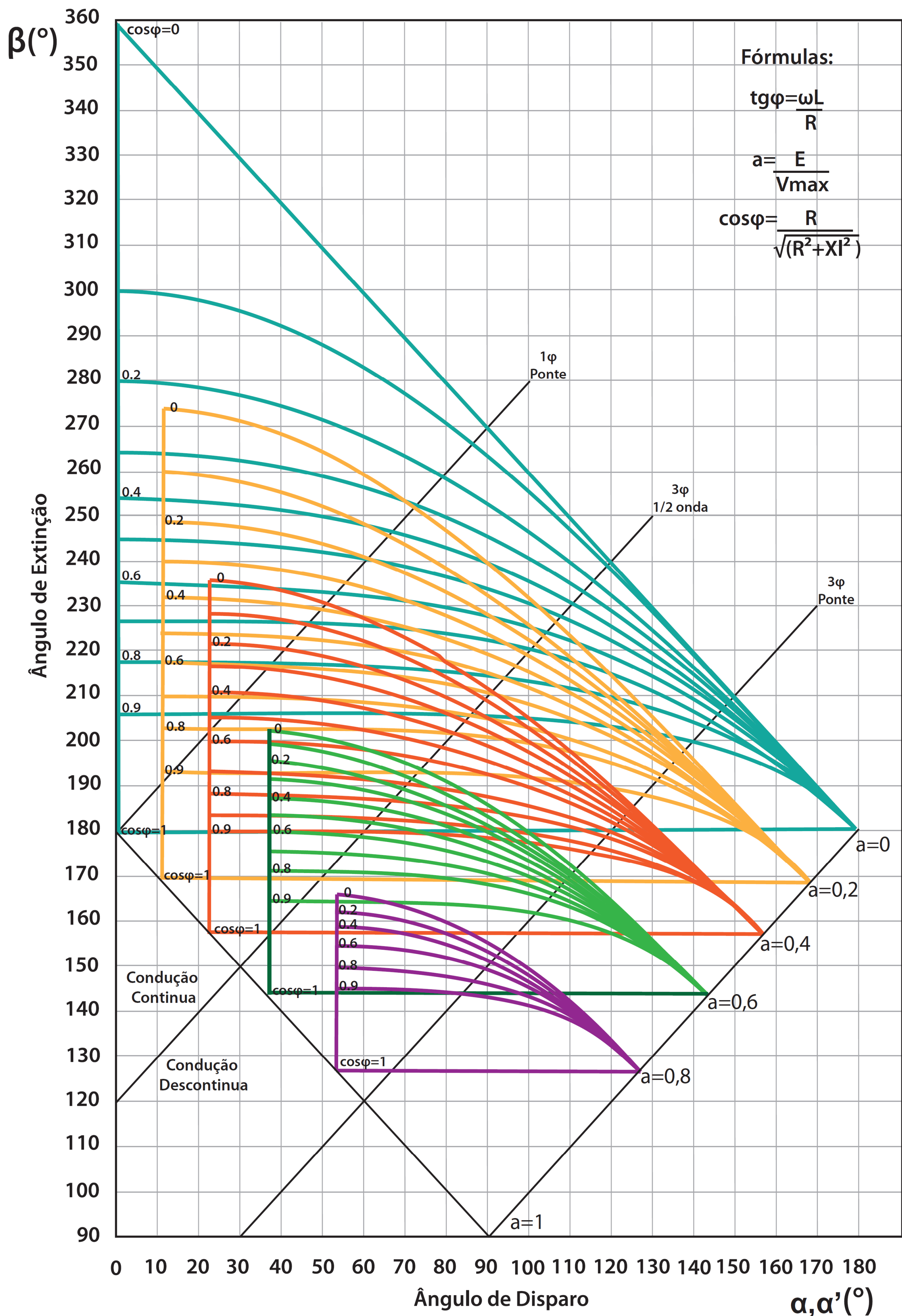


Figura 2.34 – Ábaco de Puschlowski

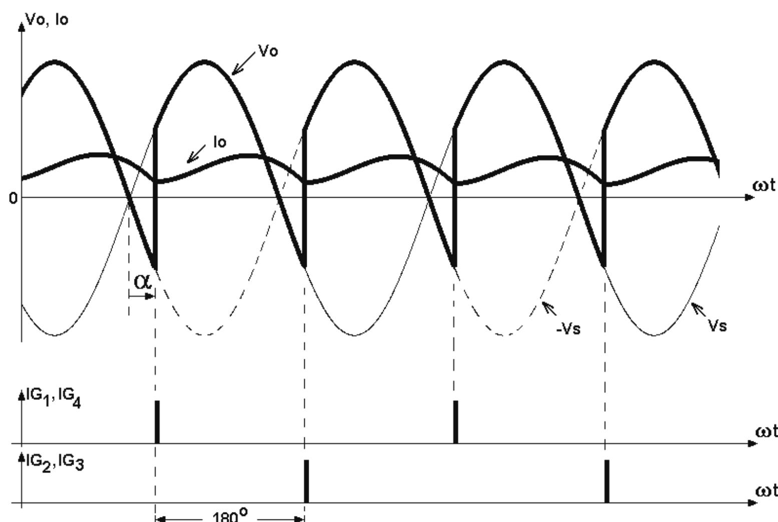


Figura 2.35 – Formas de onda e sequência de disparo dos SCRs no Retificador Monofásico em Ponte (B2C)

Como a condução é contínua, no início do semiciclo positivo de v_s, T_2 e T_3 ainda estão conduzindo a corrente da carga indutiva (Figura 2.36). Se não houvesse a parcela indutiva na carga, T_2 e T_3 já teriam ficado inversamente polarizados quando v_s caiu abaixo do valor de *E,* e teriam cortado nesse ponto.

No semiciclo positivo, T_1 e T_4 são disparados em $\omega t=\alpha$ e aí então ocorre o corte de T_2 e T_3, pois esses recebem a tensão v_s negativa sobre eles (através de T_1 e T_4 que acabam de ser disparados, respectivamente), como está ilustrado na Figura 2.37. Da mesma forma, no início do semiciclo negativo, com o disparo de T_2 e T_3, ocorre o corte de T_1 e T_4.

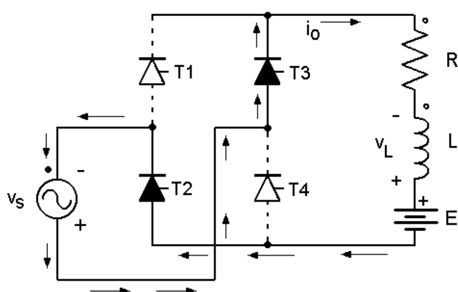


Figura 2.36 – Tiristores T2 e T3 em condução durante o semiciclo negativo de v_s.

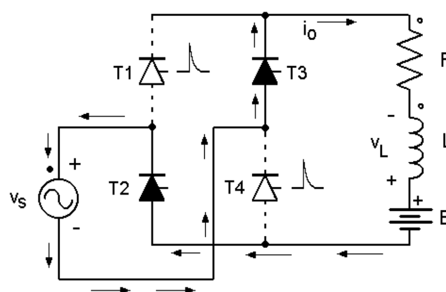


Figura 2.37 – O disparo de T_1 e T_4 no semiciclo positivo de v_s polariza inversamente T_2 e T_3, que cortam.

O regime de condução pode ser contínuo ou descontínuo, dependendo do ângulo de extinção da corrente. Se a corrente chegar a zero antes do disparo do próximo par de tiristores, ou seja:

Se $\beta < (\alpha + 180^o) \Rightarrow$ regime descontínuo.

Mas se ainda houver corrente fluindo quando o próximo par de tiristores for disparado, ou seja:

Se $\beta > (\alpha + 180^o) \Rightarrow$ regime contínuo;

O regime de condução também pode ser verificado diretamente no Ábaco de Puschlowski, onde a reta (α + 180°) já está desenhada para esse retificador (vide Figura 2.34). Então se β estiver acima dessa linha, em outras palavras, se $\beta > (\alpha + 180^o)$, então o regime é contínuo.

A sequência de disparo é T_1/T_4 no semiciclo positivo da tensão c.a. de entrada e T_2/T_3 no semiciclo negativo. Por isso, a posição da ligação das fases é importante no circuito de comando do retificador. Se houver uma inversão da ligação da fonte v_s no circuito de comando em relação ao circuito de potência, os tiristores T_2/T_3 é que receberão pulsos no semiciclo positivo de vs, e assim não haverá o seu disparo pois eles estarão inversamente polarizados.

❖ **Tensão média de saída em condução contínua**

A tensão média de saída do retificador em condução contínua pode ser calculada aplicando-se a definição de valor médio sobre a forma de onda de v_o (Figura 2.35). Desta forma, obtém-se

$$Vo_{\text{med}} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V_{\max}\text{sen}\theta \; d\theta \,, \tag{2.60}$$

cujo desenvolvimento que resulta em

$$V_{O\text{med}} = \frac{2 \cdot V_{\max}}{\pi} \cdot \cos\alpha \,. \tag{2.61}$$

Ao contrário do que ocorre na condução descontínua (equação (2.58)), na condução contínua a tensão média na saída do retificador depende apenas da tensão de entrada (V_{max}) e do ângulo de disparo, tornando assim mais fácil manter Vo_{med} no valor desejado.

Como o valor *médio* da tensão no indutor é *zero* (veja explicação na página 36), o valor médio da corrente na carga é dado por:

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}} - E}{R} \tag{2.62}$$

Neste retificador, cada tiristor conduz durante metade do tempo, e portanto:

$$I_{T\text{med}} = \frac{1}{2} \cdot I_{O\text{med}} \,. \tag{2.63}$$

A frequência do ripple é igual ao dobro da frequência da rede c.a. (retificador de dois pulsos):

$$f_{ripple} = 2 \cdot f_{rede} \,. \tag{2.64}$$

❖ **Tensão média de saída em condução descontínua**

O funcionamento em condução descontínua é similar ao da versão controlada de meia onda (Figura 2.32), com a diferença de que agora ambos os semiciclos são retificados, dobrando o valor médio:

$$V_{O\text{med}} = \frac{V_{\max}}{\pi}\left[\cos\alpha - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}(\alpha - \beta)\right] + E \tag{2.65}$$

Observa-se que, em condução descontínua, a tensão média na carga depende não somente do ângulo de disparo α, mas também do ângulo de extinção β e da parcela E, isto é, Vo_{med} depende da carga. Isso é um inconveniente quando se deseja manter constante Vo_{med} e assim a velocidade angular da MCC.

❖ **Reversibilidade do fluxo de energia**

Observando (2.61), que é a expressão de Vo_{med} para o regime contínuo do retificador, é possível notar que se α=90º, teremos Vo_{med}=0, já que cos(90º) =0. Se fizermos α>90º, teremos cos(α) < 0 e assim também $Vo_{med} < 0$!

? *Mas qual o significado de uma tensão média negativa na carga?*

Sabemos que a corrente na carga do retificador não pode se inverter, pois os tiristores são unidirecionais em corrente. Então a corrente na carga é sempre positiva. Se a tensão média na carga é positiva, significa que a potência média absorvida por ela também é positiva ($Vo_{med}^{+} \cdot Io_{med}^{+} \Rightarrow P^{+}$), o que

equivale a dizer que o sentido do fluxo *médio* de energia é da fonte para a carga, e o conversor opera como *retificador*. Por outro lado, se a tensão média na carga é negativa, a potência média também é negativa ($Vo_{med}^{-} \cdot Io_{med}^{+} \Rightarrow P^{-}$), e a carga está na realidade fornecendo energia, ou seja, o sentido do fluxo *médio* de energia é da carga para a fonte, e portanto o conversor está operando como *inversor*.

Como se trata de um conversor comutado pela rede, dizemos nesse caso tratar-se de um *inversor não autônomo*, pois a comutação dos dispositivos (tiristores) é realizada pela rede elétrica. Em outras palavras, o inversor depende da presença da rede c.a. para poder funcionar. A Figura 2.38 apresenta a característica de transferência do retificador monofásico totalmente controlado operando em condução contínua.

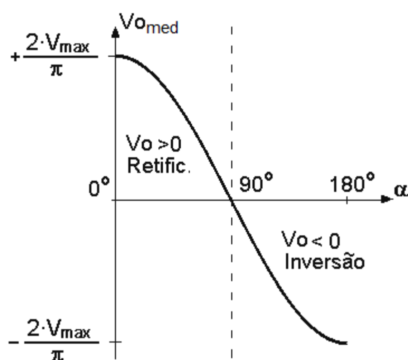


Figura 2.38 – Característica de transferência do retificador monofásico totalmente controlado (B2C) operando em condução contínua.

! *Se a tensão média na carga de um retificador é negativa, então ele na realidade está operando como inversor!...*

Para que a operação no modo inversor seja possível, isto é, para que o sentido do fluxo *médio* de energia seja da carga para a fonte, obviamente é preciso que haja energia na carga para ser fornecida. Por exemplo, na frenagem de um motor c.c., a energia cinética de rotação pode ser convertida em energia elétrica c.c. (MCC opera como gerador) e enviada de volta à fonte c.a.. Outra aplicação do modo inversor é na geração de energia elétrica por painéis fotovoltaicos. A energia é produzida na forma c.c., mas deve ser injetada na rede de distribuição c.a. (60Hz) para ser utilizada. Para isso é necessário um conversor (inversor) entre os painéis e a rede c.a..

❖ Reversibilidade do fluxo de energia – cargas do tipo RLE

A Figura 2.39 mostra o circuito da carga RLE típica. A corrente é positiva no sentido mostrado, vinda da saída do retificador.

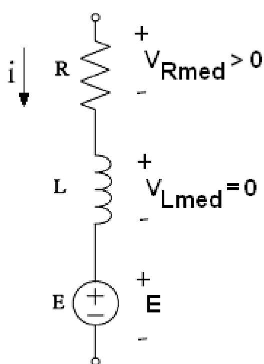


Figura 2.39 – Carga RLE

A tensão média na carga RLE é obtida somando-se as quedas de tensão: $Vo_{med} = V_{Rmed} + V_{Lmed} + E$, ou simplesmente $Vo_{med} = V_{Rmed} + E$ (já que V_{Lmed}=0, como explicado anteriormente).

Como V_{Rmed} é sempre positivo (pois a corrente é sempre positiva), conclui-se que para que o modo inversor seja possível, a parcela E deve ser negativa, do contrário Vo_{med} não poderá ser negativo.

Isso está de acordo com a convenção da teoria de circuitos elétricos: quando a d.d.p. em um elemento de circuito é positiva (e a corrente está entrando em seu terminal +), ela está *absorvendo* energia (caso do modo retificador). Quando a d.d.p. em um elemento de circuito é negativa (e a corrente está saindo de seu terminal +), ela está *fornecendo* energia, o que é o caso do modo inversor.

Se $Vo_{\text{med}} > 0$, então a carga RLE está absorvendo energia da fonte CA (corrente entrando em seu terminal +). Se $Vo_{\text{med}} < 0$, então a carga está fornecendo energia (corrente saindo de seu terminal +).

A potência média total P_T na carga RLE pode ser encontrada por

$$P_T = E \cdot Io_{\text{med}} + R \cdot Io_{RMS}^2 . \tag{2.66}$$

Considerando o *ripple* na forma de onda da corrente bem pequeno, de forma que a corrente de saída i_o seja quase constante (isto é, $i_o \approx I_o$, e assim $Io_{\text{RMS}} \approx Io_{\text{med}}$), pode-se escrever:

$$P_T = E \cdot Io_{\text{med}} + R \cdot Io_{\text{med}}^2 . \tag{2.67}$$

Colocando Io_{med} em evidência e reconhecendo que o termo entre parênteses é igual a Vo_{med}, obtém-se:

$$P_T = Io_{\text{med}} \left(E + R \cdot Io_{\text{med}} \right) = Io_{\text{med}} Vo_{\text{med}} . \tag{2.68}$$

Substituindo-se $Io_{\text{med}}=(Vo_{\text{med}}-E)/R$ em (2.68), obtém-se:

$$P_T = (\frac{Vo_{\text{med}} - E}{R}) Vo_{\text{med}} = \frac{1}{R} Vo_{\text{med}}^2 - \frac{E}{R} Vo_{\text{med}} . \tag{2.69}$$

As raízes do polinômio do segundo grau (2.69) são: $Vo_{\text{med}}=0$ e $Vo_{\text{med}}=E$. Utilizando (2.69), as curvas da potência total na carga em função de Vo_{med} foram traçadas para duas situações: $E > 0$ e $E < 0$, mostradas na Figura 2.40 e na Figura 2.41, respectivamente.

Na Figura 2.40, onde $E > 0$, Vo_{med} não pode ser menor do que E, já que a queda de tensão na resistência é sempre positiva (vide Figura 2.39). A área sombreada destaca a região onde é possível Vo_{med} existir quando $E>0$, isto é, esta região indica que $Vo_{\text{med}} > E \ \forall \ \alpha$.

Na Figura 2.41, onde $E < 0$, Vo_{med} não pode ser menor do que $-E$ pelo mesmo motivo, isto é, $Vo_{\text{med}} > -E \ \forall \ \alpha$.

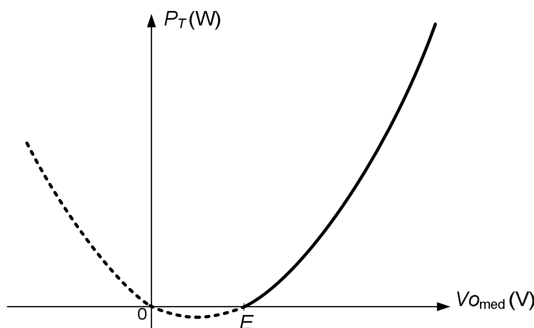


Figura 2.40 – Potência média na carga para $E > 0$, de acordo com (2.69). Vo_{med} é sempre $\geq E$, e P_T é sempre ≥ 0.

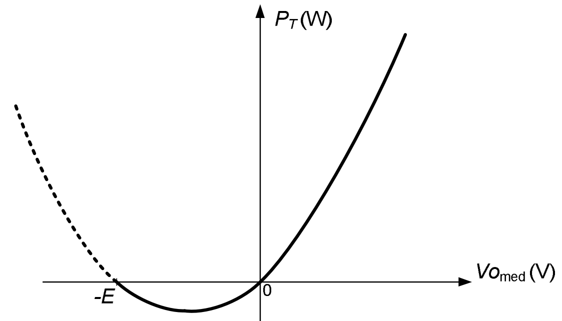


Figura 2.41 – Potência média na carga para $E < 0$, de acordo com (2.69). Vo_{med} é sempre $\geq -E$.

? Você é capaz de mostrar para qual valor de Vomed a potência tranferida ao lado CA é máxima na Figura 2.41? E qual é esse valor máximo de potência?



Simule o retificador monofásico totalmente controlado no PSIM. Tente fazer com que Vomed<0. Observe o gráfico da potêcia na rede (Vs x Is) e tire suas próprias conclusões.

2.3.4 – Retificador Monofásico de Onda Completa em Ponte Mista Simétrica (B2HK)

O circuito do retificador monofásico de onda completa em ponte mista simétrica está mostrado na Figura 2.42. Como pode ser observado, este retificador é constituído por tiristores e diodos, daí o nome ponte "mista". As formas de onda desse retificador operando em condução contínua estão apresentadas na Figura 2.43.

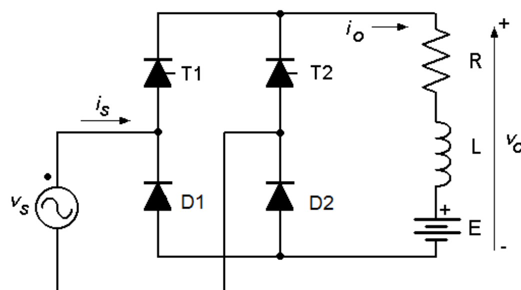


Figura 2.42 – Retificador monofásico em ponte mista simétrica

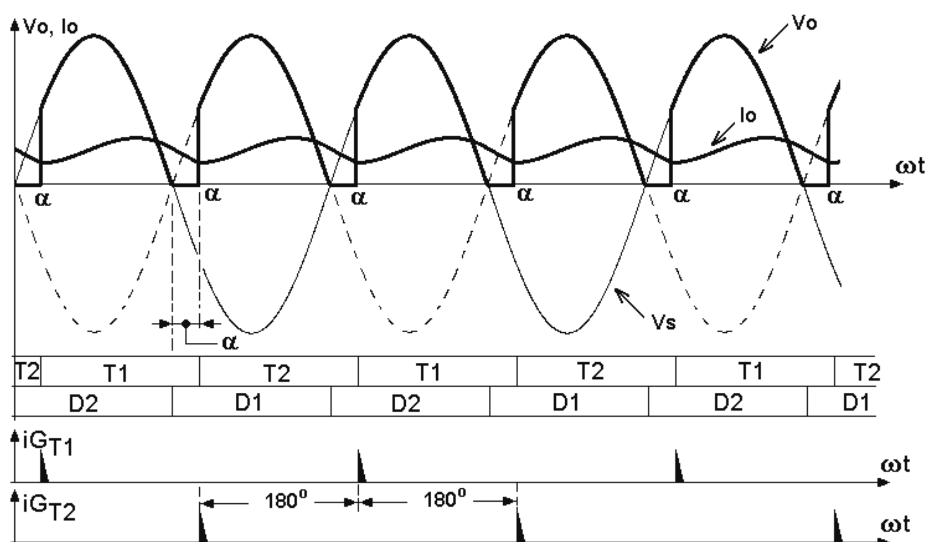


Figura 2.43 – Formas de onda do retificador da Figura 2.42.

Acompanhe o raciocínio a seguir utilizando a Figura 2.43. Os tiristores são disparados um por vez com espaçamento de 180º. Quando T_1 é disparado no semiciclo positivo da tensão da fonte CA, D_2 entra em condução espontaneamente, já que fica diretamente polarizado. No instante em que a tensão da fonte CA se inverte (fica negativa), D_1 entra espontaneamente em condução, provocando o corte de D_2 e criando uma etapa de roda livre juntamente com T_1, como ilustrado na Figura 2.44 e na Figura 2.45.

Durante a etapa de roda livre, a tensão na carga é zero (para chaves ideais). É importante lembrar que a etapa de roda livre somente existirá se houver a parcela indutiva na carga, responsável por atuar como uma fonte "forçando a corrente" durante esse intervalo.

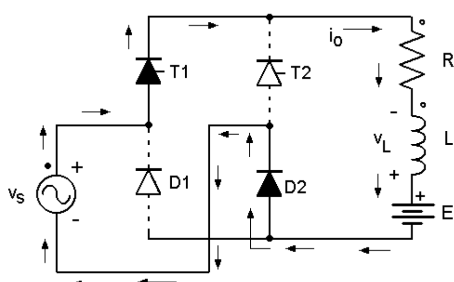


Figura 2.44 – Instante anterior a vs mudar de polaridade e D1 conduzir, cortando D2 (Figura 2.45).

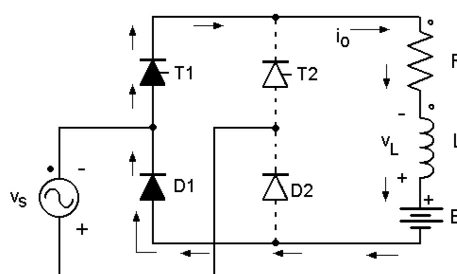


Figura 2.45 – Etapa de roda livre. D1 conduz juntamente com T1, fazendo com que vo=0.

Quando T_2 é disparado no semiciclo negativo da tensão da fonte, T_1 corta devido ao potencial positivo levado até o seu catodo por T_2. Quando a tensão da fonte CA se inverte, D2 entra espontaneamente em condução (como ocorreu com D1 no semiciclo anterior), fazendo novamente uma etapa de roda livre até que T_1 seja novamente disparado.

Em condução contínua, os ângulos de condução dos tiristores e diodos são iguais a 180º. O nome simétrico desse retificador advém do fato de que os ângulos de condução para os tiristores e diodos serem o mesmo, como mostra a Figura 2.43.

Devido ao efeito de roda livre, a tensão de saída não fica negativa. Portanto o seu valor médio (em condução contínua) pode ser determinado pela expressão:

$$Vo_{\text{med}} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_{\max}\text{sen}\theta \, d\theta \,, \qquad (2.71)$$

a qual resulta em

$$V_{O\text{med}} = \frac{V_{\max}}{\pi}\left(1+\cos\alpha\right). \qquad (2.72)$$

Como o valor *médio* da tensão no indutor é *zero* (veja explicação na página 36), o valor médio da corrente na carga é dado por:

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}} - E}{R} \qquad (2.70)$$

A Figura 2.46 mostra a característica estática de transferência do retificador monofásico em ponte mista simétrica. Observa-se que a tensão média na carga é sempre positiva, desde α=0 até α=180º.

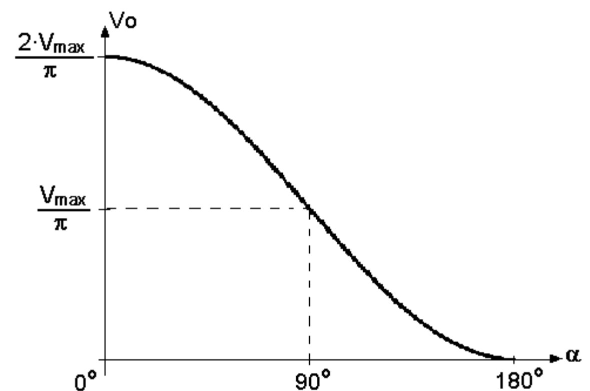


Figura 2.46 – Característica de transferência do retificador monofásico em ponte mista (B2HK).

❖ Half-Waving: Efeito de Meia Onda

Um problema que este retificador apresenta é o chamado "efeito de meia onda" ("Half Waving"), que ocorre quando os pulsos dos gatilhos dos tiristores são desligados e o regime de condução é contínuo. Ele ocorre porque diodos entram espontaneamente em condução, e os tiristores somente bloqueiam quando sua corrente se anula. Então, se a condução é contínua, o circuito fica "preso" num ciclo vicioso, como mostra a Figura 2.47.

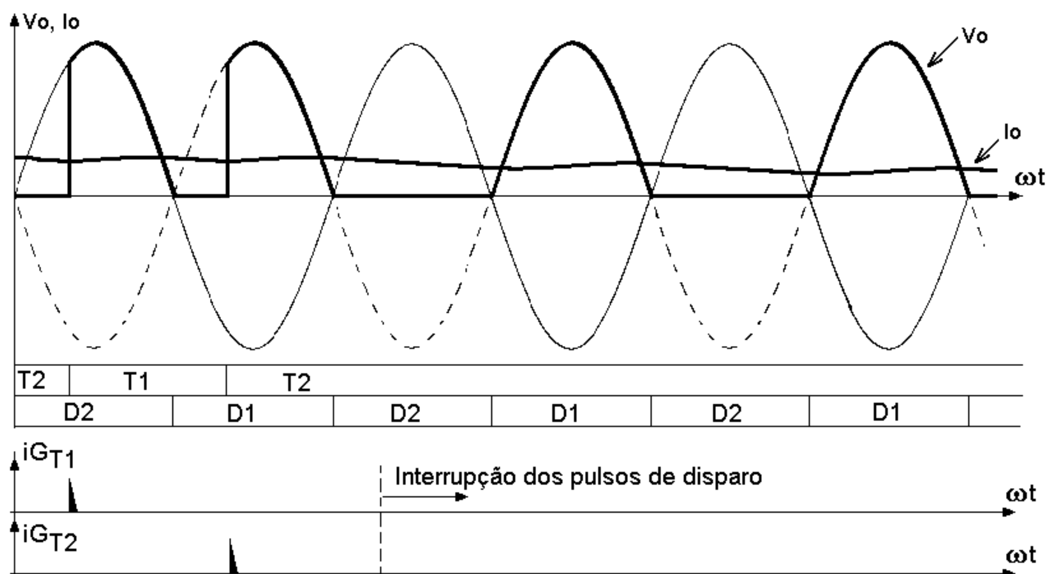


Figura 2.47 – Efeito de meia onda ou "*Half Waving*" ocorrendo após a interrupção dos pulsos de disparo.

Para que este problema ocorra, deve haver suficiente energia no indutor para manter a continuidade da corrente durante ½ ciclo ou mais (condução contínua). No caso mostrado na Figura 2.47 o tiristor T_2 nunca será bloqueado, a menos que a alimentação do circuito seja interrompida.

2.3.5 – Retificador Monofásico de Onda Completa, em Ponte Mista Assimétrica (B2HZ)

O circuito do retificador monofásico de onda completa em ponte mista assimétrica está mostrado na Figura 2.48. No circuito a diferença da ponte assimétrica para a ponte simétrica é a posição de montagem dos semicondutores. Aqui os diodos ficam em série (no mesmo braço da ponte).

A Figura 2.49 mostra as formas de onda de tensão e corrente bem como os semicondutores que conduzem em cada intervalo. Na ponte assimétrica a etapa de roda livre é realizada exclusivamente pelos diodos, permitindo que os tiristores recuperem sua condição de bloqueio a cada semiciclo e eliminando o problema do efeito de meia onda. Por outro lado, os ângulos de condução dos tiristores e diodos são diferentes, ou melhor, assimétricos:

- Os diodos conduzem durante (180º + α)
- Os tiristores conduzem durante (180º - α)

(em condução contínua)

As expressões de tensão e corrente médias na carga são as mesmas da ponte mista simétrica, já que a forma de onda da tensão é a mesma.

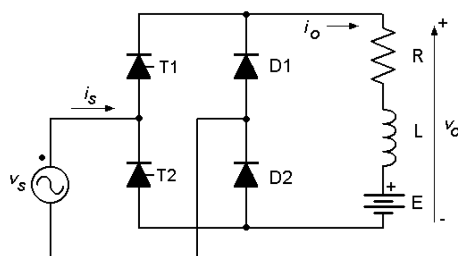


Figura 2.48 – Retificador monofásico em ponte mista assimétrica (B2HZ)

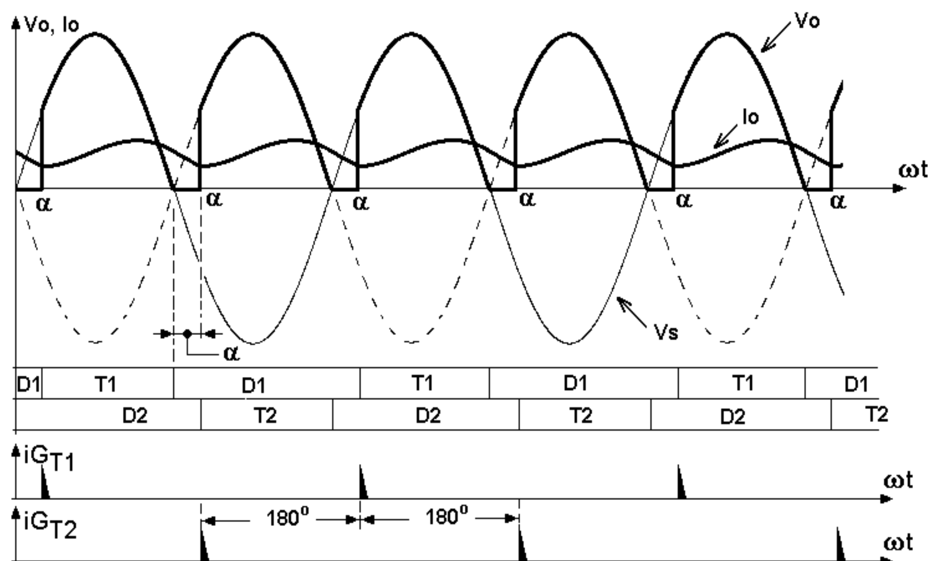
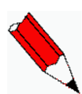


Figura 2.49 – Formas de onda do circuito da Figura 2.48



Você é capaz de dizer se os retificadores em ponte mista podem operar como inversores ?



Desenhe a forma de onda da corrente fornecida pela fonte c.a. do retificador acima.



2.4 – Exercícios – Retificadores Monofásicos

- Retificadores – Conceitos básicos

1) Cite aplicações dos circuitos retificadores.
2) O que significa um retificador ser "comutado pela rede"? E um retificador "chaveado em alta frequência"? Qual a vantagem desse último?
3) Que componentes são utilizados nos retificadores não controlados, totalmente controlados e nos semicontrolados?
4) Explique o que são os regimes de condução dos retificadores.
5) O que significa dizer que um retificador "é de seis pulsos"?
6) Como se encontra o valor médio de um sinal discreto no tempo? E de um sinal contínuo?
7) Para que se determina o valor eficaz ou rms de uma tensão ou corrente?
8) Qual a diferença entre fator de forma e fator de crista?
9) Qual a diferença entre fator de forma e fator de *ripple*? O que eles têm em comum?
10) O que é fator de potência?
11) O que é uma carga *RLE*?
12) Se uma MCC com k_ϕ=0,021V/RPM está girando a 1000RPM, qual o valor da f.e.m interna da MCC? E se a MCC estiver em repouso, qual o valor da f.e.m.?
13) Em que consiste o modo inversor dos retificadores comutados pela rede?
14) O que é necessário para que um retificador opere como inversor?
15) O que significa o termo "não autônomo" utilizado para um inversor?
16) Que tipos de retificadores não podem operar como inversores?

- Problemas

17) Determine a energia (em kWh) armazenada em uma bateria de 12V/42Ah plenamente carregada.
18) a) Identifique na imagem da bateria de celular ao lado a tensão nominal, a capacidade e o tipo (química) da bateria;
b) Verifique se o valor da energia armazenável está coerente com os demais valores informados no rótulo.
19) Qual o rendimento de carga e descarga de uma bateria de lítio-ion? E de uma bateria chumbo-ácido? Pesquise rapidamente e responda.



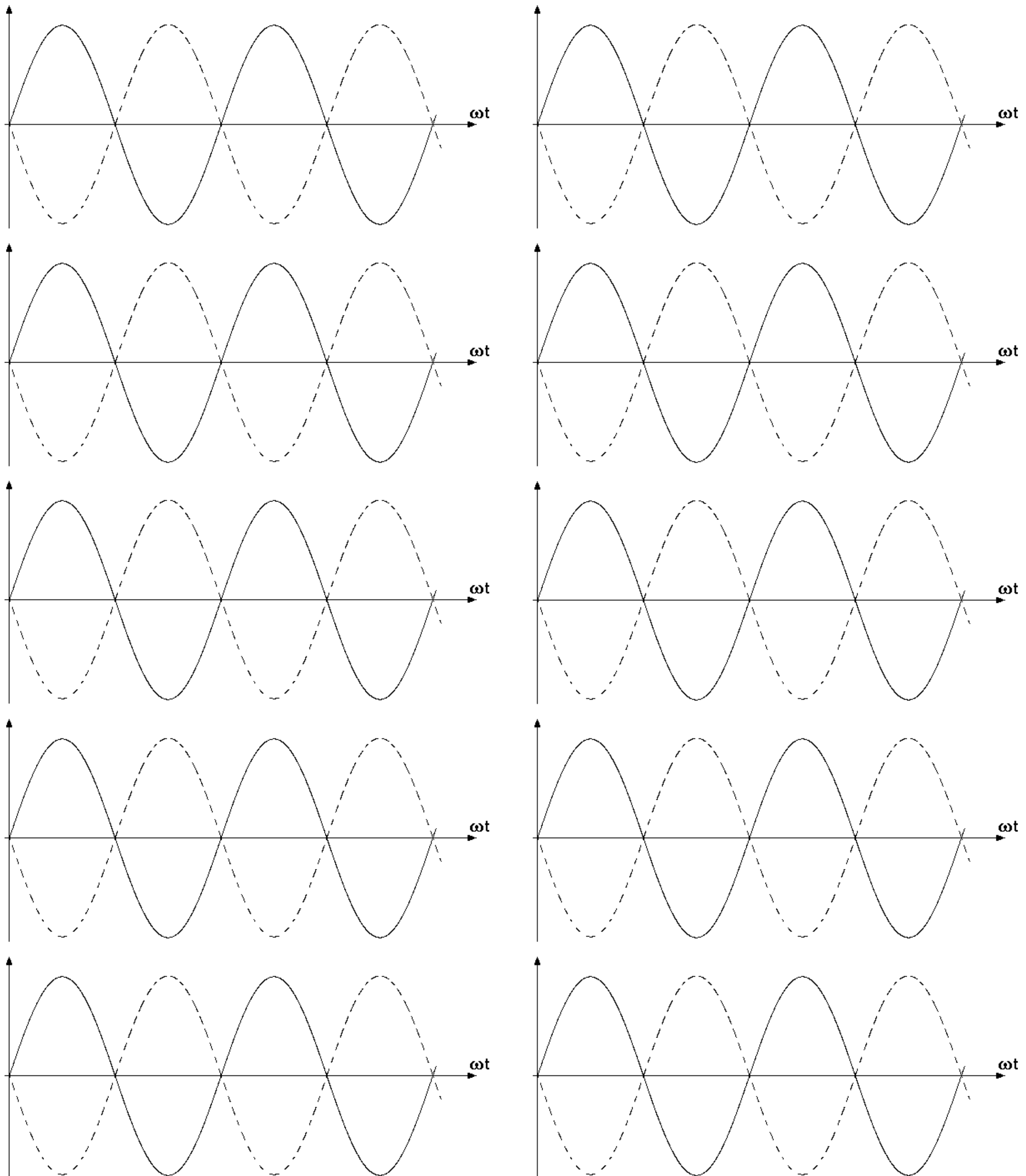
20) Usando as curvas apresentadas na seção 2.2.1, determine a autonomia de um sistema de alimentação de emergência que dispõe de uma bateria de 100Ah (C_{20}), plenamente carregada, que se descarrega com 10A constantes. Considere T_{amb}=25ºC, k=1,2.
21) Determine a vida útil aproximada (em número de ciclos) da bateria da questão anterior sabendo que o sistema a desconecta após a mesma ter se descarregado 50%. A temperatura ambiente é 25ºC.
22) Uma bateria de 100Ah descarrega-se fornecendo uma corrente de 20A. Utilizando as curvas da Figura 2.9, determine: a) a capacidade efetiva (capacidade disponível) da bateria em Ah a 30ºC; b) A autonomia da bateria (tempo em que é capaz de fornecer esta corrente).
23) Simule no PSIM a partida da MCC da Figura 2.28(a). Utilize o modelo de MCC do PSIM (*DC Machine*). Alimente o enrolamento de campo com a corrente nominal, utilizando uma fonte de corrente, de modo que a indutância e a resistência de campo sejam irrelevantes. Considere o momento de inércia da ordem de 10^{-3}kg·m^2 para que o transitório seja mais rápido e a velocidade estabilize mais rapidamente. Considere a indutância de armadura igual a 1mH. Consulte a tela de ajuda (*help*) do modelo da MCC se necessário. Há também um arquivo exemplo (menu *File->Open Examples*).

24) Um retificador monofásico de ½ onda não controlado é alimentado com uma tensão senoidal de 380Vrms e 60Hz, e está ligado a uma carga puramente resistiva de 5Ω. Determine: a) A tensão média na carga. b) A corrente média no diodo e na carga. c) A tensão de pico inversa no diodo. d) A forma de onda da tensão no diodo e na carga. e) A forma de onda da corrente na rede de alimentação. f) Verifique os resultados no PSIM. *Resp*: Vo_{med} = 171,1V; Io_{med} =ID_{med} = 34,2A;
25) Repita o exercício anterior considerando uma carga RL onde R = 5Ω e L = 65mH. Faça também: a) Comente sobre os efeitos da presença do indutor no funcionamento do circuito. b) Determine o regime de condução. Inicie o exercício determinando o ângulo de extinção da corrente (β).Verifique os resultados no PSIM. *Resp*: ϕ=78,5º; β≈280º; Vomed= 70,6V; Iomed=14,1A
26) Repita o exercício 25) incluindo um diodo de roda livre (ou diodo de comutação). a) descreva as três etapas de operação do circuito b) Qual a vantagem de se utilizar o diodo de comutação? c) Ele é necessário se a carga for puramente resistiva? Determine também: d) A forma de onda da corrente no diodo de roda livre. e) o regime de condução. Verifique os resultados no PSIM.
27) Calcule o valor médio da tensão em uma lâmpada de 100W/127Vrms que é alimentada por um retificador monofásico de meia onda com disparo em 90º. A tensão da fonte é 127Vrms/60Hz.
28) Calcule a potência em uma lâmpada de 100W/127Vrms que é alimentada por um retificador monofásico de meia onda com disparo em 90º. A tensão da fonte é 127Vrms/60Hz. Verifique os resultados no PSIM.
29) A partir de uma tensão de alimentação de 127V/60Hz, um retificador monofásico controlado de ½ onda alimenta um motor CC com excitação separada que gira a uma velocidade constante de 1300RPM. Sabendo-se que a f.c.e.m. interna do motor nesta velocidade é igual a 108V, e que a indutância e a resistência do circuito de armadura são respectivamente 6mH e 1Ω, determine a tensão e corrente média de saída do retificador para um ângulo de disparo de 80º. Determine também o regime de condução do retificador. Verifique os resultados no PSIM. *Resp.*: cosϕ = 0,4; a=0,6; β ≅ 178º; Vo_{med}=112,2V; Io_{med} = 4,2A; condução descontínua.
30) Desenhe o diagrama de um retificador monofásico de onda completa em ponte totalmente controlada, alimentando um motor de corrente contínua com excitação independente de campo (carga RLE). Desenhe as formas de onda da tensão na carga para os regimes de condução contínuo e descontínuo: para o regime contínuo considere α=30º, 60º, 90º e 120º. Para o regime descontínuo considere α=120º e um ângulo de extinção arbitrário. Acompanhando passo a passo o funcionamento do circuito, marque nas formas de onda os semicondutores que conduzem em cada intervalo
31) A partir de uma fonte CA de 220Vrms/60Hz, um retificador monofásico em ponte totalmente controlada alimenta um MCC cujos dados são: resistência do enrolamento da armadura: 1,5Ω; indutância do enrolamento da armadura: 20mH; constante de força eletromotriz: $k_ϕ$=41,67mV/RPM. Sabendo-se que nesta situação o ângulo de disparo do retificador é 30º e que sua velocidade angular é de 3000RPM, determine o regime de condução e calcule a tensão e a corrente média sobre o motor. *Resp.: E*=125V*; a=0.4; cosϕ=0.2; β≈221º, cond. contínua,* V_{omed}*=171.5V,* I_{omed}*=31A.*
32) Refaça o exercício anterior com α =60º.
33) Cite as principais características dos retificadores monofásicos em ponte mista simétrica e assimétrica. Explique o fenômeno de ½ onda (Half Waving).
34) Desenhe o diagrama de um retificador monofásico de onda completa em ponte mista simétrica, alimentando um motor de corrente contínua com excitação independente de campo (carga RLE). Desenhe as formas de onda da tensão e corrente na carga para os regimes de condução contínuo e descontínuo (assuma ângulos de disparo e extinção arbitrários, mas coerentes com cada regime). Acompanhando passo a passo o funcionamento do circuito, marque nas formas de onda os semicondutores que conduzem em cada intervalo.
35) Idem ao exercício 34) porém considerando uma ponte mista assimétrica.

36) Uma MCC a ímã é utilizada em um elevador de cargas. A ligação entre a MCC e o carretel que enrola o cabo do elevador é feita por um redutor de 10:1. O raio do carretel é R=100mm. Determine qual deve ser a tensão a ser aplicada na armadura da MCC para que uma carga de massa m=10kg seja elevada a 1m/s constante. Dados da MCC: k_ϕ=21mV/rpm, R=2Ω.

37) Uma MCC a ímã aciona uma carga por meio de um redutor de velocidade de 4:1. A carga apresenta torque resistente dado por $T_L=T_c+B\omega$, onde Tc=0,04N·m e $B=2\cdot10^{-3}$ N·m/(rad/s). Determine a velocidade de regime permanente do eixo da MCC, sabendo-se que k_ϕ=5mV/rpm, R=3Ω, e que a tensão de alimentação da MCC é 24V.

Gabaritos para a Execução dos Exercícios



3 – Retificadores Trifásicos

3.1 – Retificadores Trifásicos Não Controlados

Os retificadores trifásicos são utilizados em aplicações de potências mais elevadas, pois sua tensão de saída possui menor ondulação e maior valor médio. Além disso, como será mostrado a seguir, a corrente média em cada semicondutor é de apenas 1/3 do valor médio na carga, o que permite a construção de retificadores de maior capacidade com os mesmos componentes utilizados nos monofásicos.

3.1.1 – Retificador Trifásico de ½ onda, Não Controlado (M3UK)

O retificador trifásico de ½ onda pode ser visto como a ligação em paralelo de três retificadores monofásicos de ½ onda. A carga é ligada ao neutro da fonte trifásica, como pode ser observado na Figura 3.1.

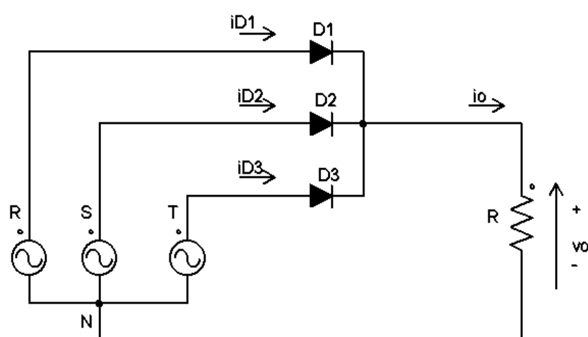


Figura 3.1 – Retificador trifásico de ½ onda (M3UK).

Desta forma, a tensão sobre a carga é composta por porções das tensões fase-neutro, as quais estão defasadas 120º entre si. Como os catodos dos diodos estão unidos, ou seja, estão no mesmo potencial, conduzirá o diodo que tiver a maior tensão em seu anodo, consequentemente colocando este potencial em seu catodo e forçando os outros dois diodos a bloquear.

A Figura 3.2 mostra as formas de onda das tensões trifásicas R_N, S_N e T_N juntamente com a tensão de saída do retificador. Como as tensões trifásicas são defasadas entre si 120º, a cada instante apenas uma delas é mais positiva do que as outras. Por exemplo: quando a tensão da fase R é a mais positiva (em relação às outras duas), o diodo D1 conduz. No instante em que a tensão da fase S supera a amplitude da tensão R_N, D2 entra em condução forçando D1 ao corte, e assim por diante.

A duração de cada ondulação da tensão de saída é 120º porque este é também o intervalo no qual cada tensão fase-neutro permanece mais positiva do que as demais. Devido a isso, a frequência do *ripple* da tensão de saída é três vezes a frequência da fonte c.a. (retificador de três pulsos):

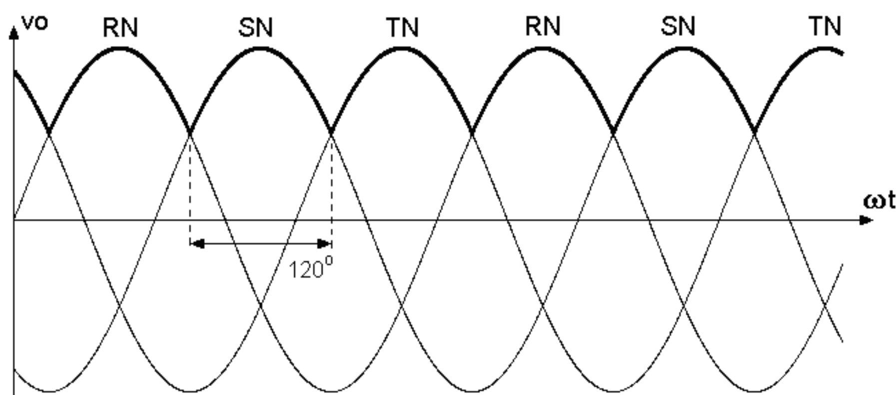


Figura 3.2 – Formas de onda do circuito da Figura 3.1

$$f_{ripple} = 3 \cdot f_{rede} \,. \tag{3.1}$$

Como a cada ciclo da tensão senoidal cada diodo conduz durante apenas 120º, a corrente média em cada diodo é igual a 1/3 da corrente média que circula na carga:

$$I_{D\text{med}} = \frac{1}{3} \cdot I_{O\text{med}} \,. \tag{3.2}$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz sobre a curva de corrente do diodo (e considerando-a sem ondulação) chega-se a:

$$I_{D\text{rms}} \approx \frac{I_{O\text{med}}}{\sqrt{3}} \,. \tag{3.3}$$

A tensão média na carga pode ser encontrada aplicando-se a definição de valor médio à forma de onda da tensão:

$$V_{Omed} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_{FN\,\max} \operatorname{sen}(\theta) d\theta \,, \tag{3.4}$$

que resulta em:

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms} \,. \tag{3.5}$$

A corrente média na carga é dada pela expressão:

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}}}{R} \,. \tag{3.6}$$

A forma de onda da tensão sobre o diodo pode ser visualizada na Figura 3.3, onde observa-se que ela é composta por trechos de tensões fase-fase. Isto porque o diodo que conduz em dado momento leva o potencial de seu anodo para o catodo dos outros dois que estão bloqueados, que então ficam submetidos a uma diferença de potencial fase-fase de catodo para anodo.

Cada diodo deve portanto suportar o pico da tensão fase-fase, ou seja, a especificação da tensão de pico inversa (PIV ou V_{RRM}) deve ser superior a:

$$PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FF\text{rms}} \,, \tag{3.7}$$

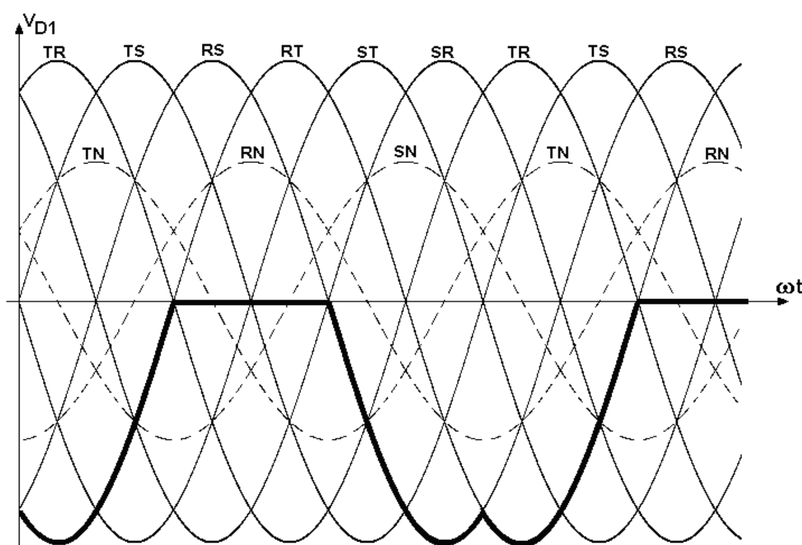


Figura 3.3 – Forma de onda da tensão no diodo D1.

lembrando que $V_{FF\text{rms}} = \sqrt{3} \cdot V_{FN\text{rms}}$.

A sequência das tensões fase-fase mostradas na Figura 3.3 depende basicamente da sequência de fases da fonte CA (RST ou RTS). São seis o número de combinações das tensões fase-fase, que são defasadas entre si por um ângulo de 60º.

❖ **Cargas Indutivas**

No retificador *monofásico* de ½ onda, a presença de uma parcela indutiva na carga faz com que surja um trecho de tensão negativa sobre a mesma. No retificador trifásico, a forma de onda da tensão de saída *não se altera* em presença de indutância na carga. Isto ocorre porque neste retificador é a fonte a responsável pela comutação dos diodos, isto é, um dado diodo conduzirá obrigatoriamente quando a tensão em seu anodo ficar mais positiva que as demais, obrigando o diodo que conduzia anteriormente a cortar. Nesse caso o efeito da indutância é apenas a redução da ondulação da corrente da carga.

3.1.2 – Retificador Trifásico de Onda Completa, Não Controlado (B6U)

O circuito do retificador trifásico de onda completa pode ser visualizado na Figura 3.4. Como pode ser observado, o neutro da fonte CA não é ligado ao circuito retificador.

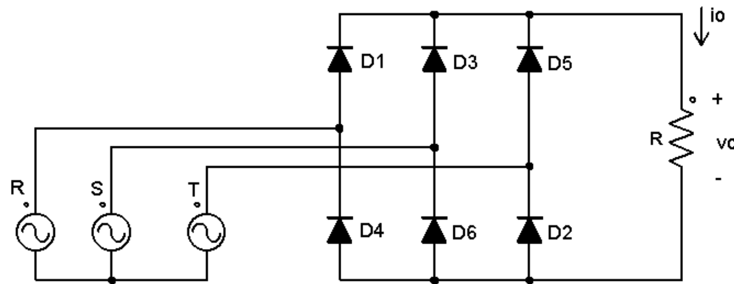


Figura 3.4 – Retificador trifásico de onda completa (B6U)

Esse retificador pode ser visualizado como a associação de dois retificadores 3ϕ de ½ onda, sendo um com os catodos em comum (como na Figura 3.1), e outro com os anodos em comum. A saída então é tomada de um retificador 3ϕ de ½ onda para o o outro, formando o retificador de onda completa.

Os diodos D1, D3 e D5 constituem o chamado grupo positivo (ou policatódico), e os diodos D2, D4, D6 o grupo negativo (ou polianódico). Os diodos conduzem sempre dois a dois: um diodo do grupo positivo e um do grupo negativo. No grupo positivo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais positiva em seu anodo em relação ao neutro. No grupo negativo, conduzirá o diodo que possuir a tensão mais negativa em seu catodo em relação ao neutro. A Figura 3.5 mostra a forma de onda da tensão de saída do retificador, juntamente com a forma de onda da tensão num dos diodos.

Como são 6 as tensões fase-fase, e estando as mesmas defasadas 60º entre si, para cada ciclo da rede CA há 6 ondulações na tensão de saída retificada (retificador de 6 pulsos), ou seja:

$$f_{ripple} = 6 \cdot f_{rede} . \tag{3.8}$$

Da mesma forma que no retificador 3ϕ de ½ onda, cada diodo conduz durante 120º, e assim:

$$I_{D\text{med}} = \frac{1}{3} \cdot I_{O\text{med}} , \tag{3.9}$$

e

$$I_{D\text{rms}} \approx \frac{I_{O\text{med}}}{\sqrt{3}} . \tag{3.10}$$

Através da forma de onda da tensão no diodo (Figura 3.5), observa-se que a tensão de pico inversa dev ser expressa por:

$$PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FF\text{rms}} . \tag{3.11}$$

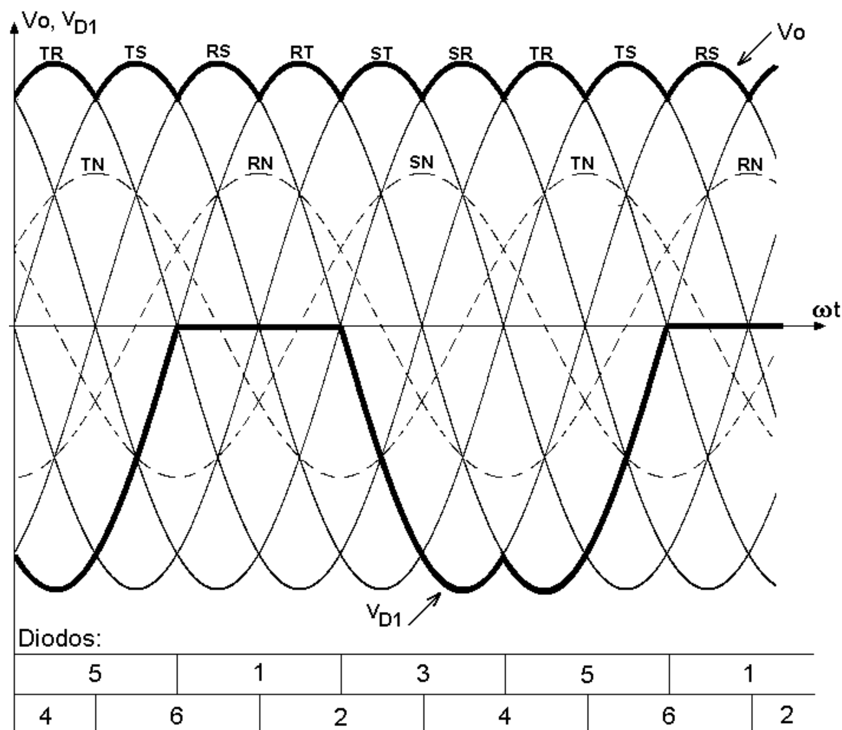


Figura 3.5 – Formas de onda do circuito da Figura 3.4

Utilizando-se a definição de valor médio obtém-se a tensão média de saída do retificador:

$$V_{O\text{med}} = 1{,}35 \cdot V_{FF\text{rms}} . \tag{3.12}$$

A corrente média de saída é:

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}}}{R} . \tag{3.13}$$

3.2 – Retificadores Trifásicos Controlados

3.2.1 – Retificador Trifásico, ½ Onda, Controlado (M3CK)

O circuito do retificador trifásico de ½ onda controlado com carga RLE está mostrado na Figura 3.6. As formas de onda de tensão e corrente para regime de condução descontínua e carga RLE estão mostradas na Figura 3.7. O circuito de comando do retificador deve fornecer os pulsos nos instantes adequados e estar sincronizado com as tensões trifásicas de entrada.

É importante notar que o ângulo de disparo do retificador trifásico de ½ onda controlado é contado a partir do cruzamento das tensões fase-neutro (por definição), isto é, a partir de 30º. A seguir estão as definições dos ângulos indicados na Figura 3.7:

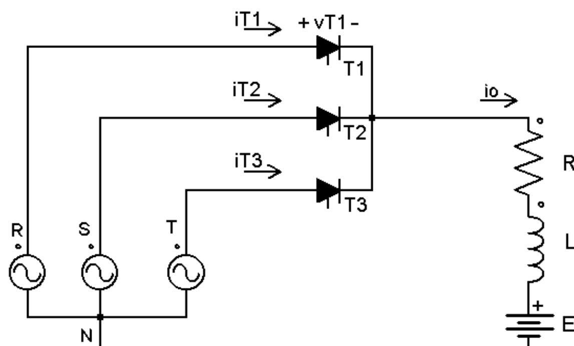


Figura 3.6 – Retificador trifásico de ½ onda controlado (M3CK)

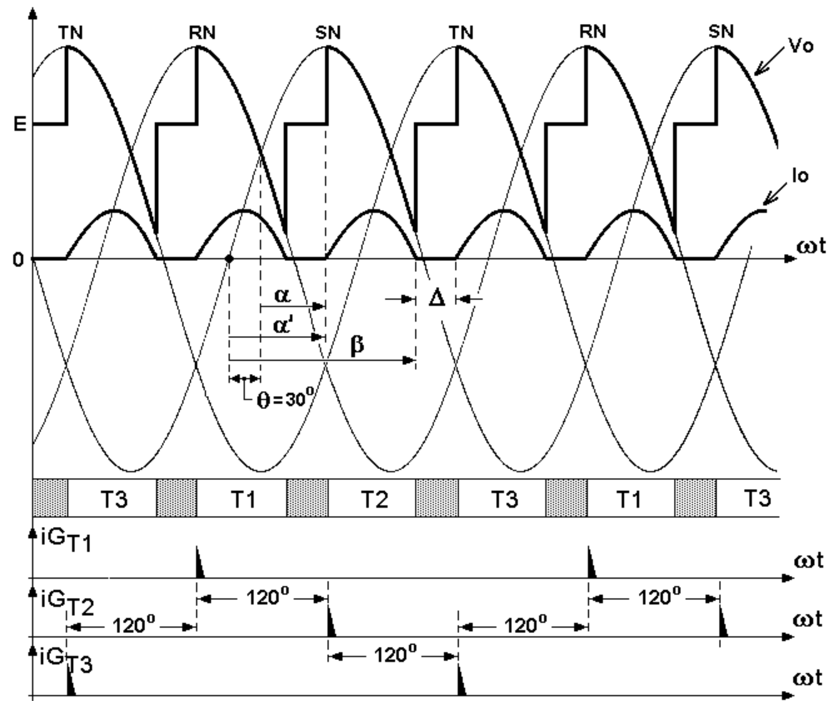


Figura 3.7 – Formas de onda do retificador da Figura 3.6 para condução descontínua.

θ = ângulo de cruzamento das fases = 30°;
α = ângulo de disparo contado a partir do cruzamento das fases (30°);
α' = ângulo de disparo com referência em 0: $\alpha' = \alpha + 30°$;
β = ângulo de extinção da corrente com referência em 0°;
Δ = ângulo com corrente nula.

Observa-se que a corrente na carga chega a zero antes do disparo do próximo tiristor. Assim, há um período em que i_o=0 e a tensão de saída fica igual à tensão da f.c.e.m. *E* do motor. Se a corrente na carga chega a zero antes do disparo do próximo tiristor, então o regime é descontínuo, como na Figura 3.7. O regime de condução pode ser facilmente verificado com o auxílio do Ábaco de Puschlowski e também pode ser determinado da seguinte forma:

$$\begin{cases} \beta < \alpha' + 120° \Rightarrow \text{Condução Descontínua} \\ \beta > \alpha' + 120° \Rightarrow \text{Condução Contínua} \end{cases}$$

Por quê 120°? Observe que esse valor corresponde ao intervalo entre os disparos dos tiristores nesse retificador...

As expressões da tensão e corrente média na carga para condução *descontínua* são:

$$V_{O\text{med}} = \frac{3V_{\max}}{2\pi}\left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}\cdot(\alpha' - \beta)\right] + E\,, \tag{3.14}$$

e

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}} - E}{R}\,, \tag{3.15}$$

como já explicado anteriormente.

As formas de onda de tensão e corrente na carga para regime de <u>condução contínua</u> estão mostradas na Figura 3.8. A expressão da tensão média na carga para *condução contínua* é:

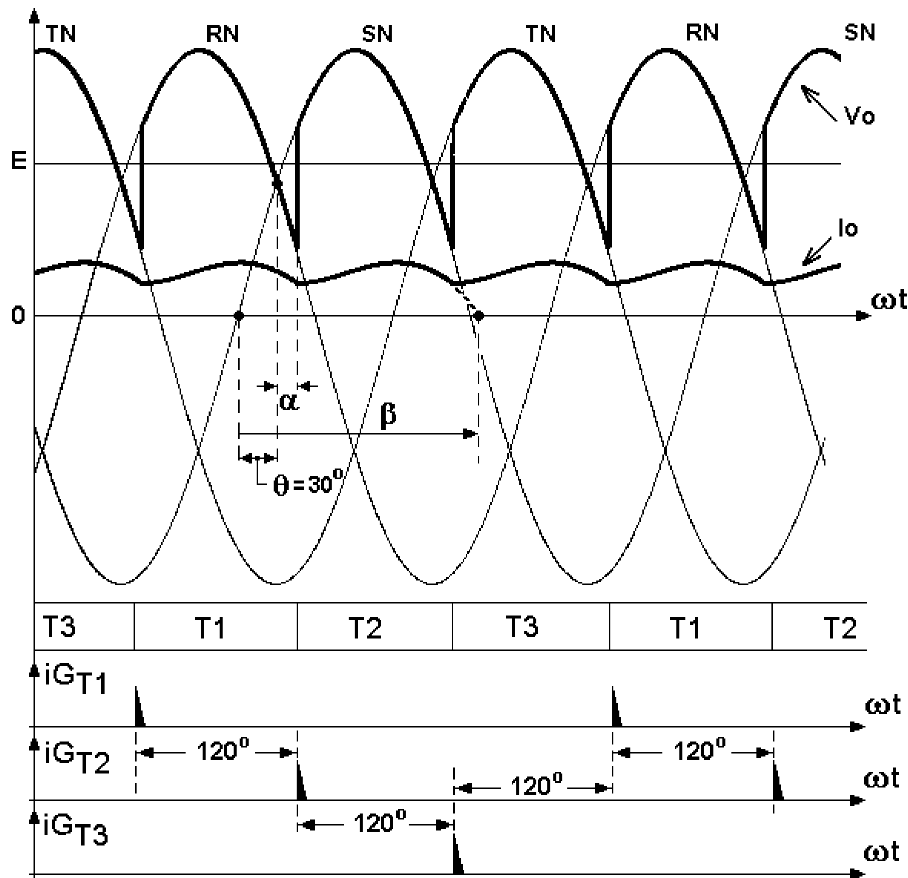


Figura 3.8 – Formas de onda do retificador da Figura 3.6 - (Condução Contínua).

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms} \cdot \cos\alpha \,. \tag{3.16}$$

a qual pode ser deduzida empregando-se a definição de valor médio à forma de onda da Figura 3.8.

Quando a condução é contínua a tensão média de saída depende apenas da amplitude da tensão de entrada e do ângulo de disparo, o que é interessante para manter Vo_{med} no valor desejado. Isso não ocorre na condução descontínua, onde há o inconveniente de Vo_{med} depender de parâmetros da carga.

3.2.2 – Retificador Trifásico, Onda Completa, Totalmente Controlado (B6C)

O circuito do retificador trifásico de onda completa, totalmente controlado, com carga RLE está mostrado na Figura 3.9. Esta configuração é também conhecida por ponte de Graetz.

A Figura 3.10 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na carga para o regime de condução contínua. Neste retificador, o ângulo de disparo é contado a partir do cruzamento das tensões fase-fase, ou seja, a partir de 60º. Desta forma tem-se α' = α + 60º.

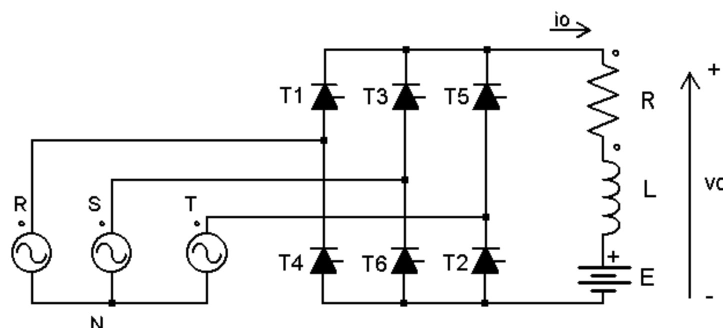


Figura 3.9 – Retificador trifásico de onda completa, em ponte totalmente controlada (B6C).

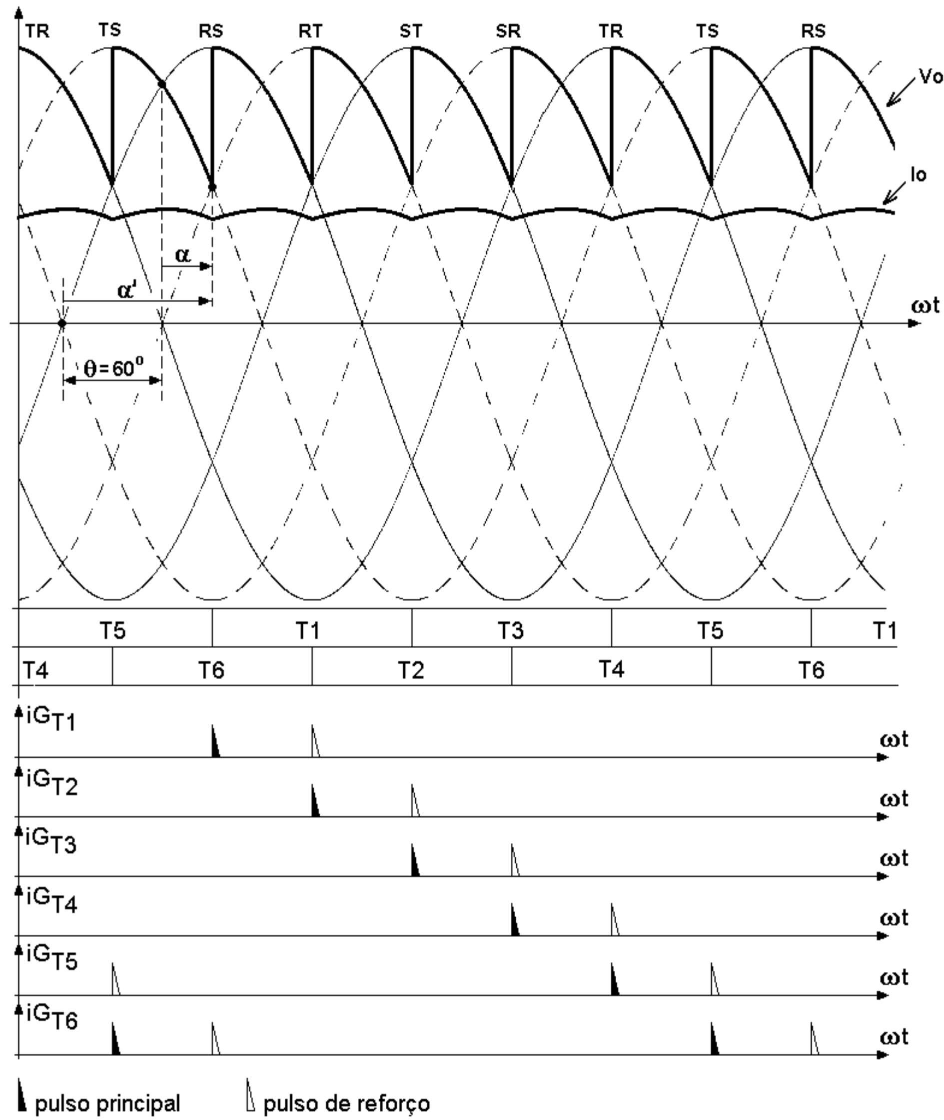


Figura 3.10 – Formas de onda do retificador da Figura 3.9 em condução contínua e sequência dos pulsos

Os tiristores devem ser disparados aos pares, na sequência correta, sincronizados com a sequência de fases da fonte CA. Os pulsos de reforço são necessários para iniciar o funcionamento do retificador e garantir a operação correta também em condução descontínua (Figura 3.10).

As expressões de tensão e corrente média na carga para o modo de *condução contínua* são:

$$V_{O\text{med}} = 1{,}35 \cdot V_{FF\text{rms}} \cdot \cos\alpha \,. \tag{3.17}$$

e

$$I_{O\text{med}} = \frac{V_{O\text{med}} - E}{R} \,. \tag{3.18}$$

Assim como nos demais retificadores, em condução contínua a tensão média de saída depende apenas da amplitude da tensão de entrada e do ângulo de disparo.

É interessante observar que para ângulos de disparo menores que 60º a condução do retificador B6C é sempre contínua, mesmo com carga puramente resistiva, uma vez que neste caso a tensão aplicada à carga é sempre positiva.

Para o modo de condução descontínua, a expressão da tensão média na carga é:

$$V_{O\text{med}} = 1{,}35 \cdot V_{FF\text{rms}} \cdot \left[\cos\alpha' - \cos\beta + \frac{E}{V_{\max}}(\alpha' - \beta) \right] + E \,. \tag{3.19}$$

3.2.3 – Retificador Trifásico, Onda Completa, em Ponte Mista (B6HK)

O circuito do retificador trifásico de onda completa em ponte mista pode ser observado na Figura 3.11. Da mesma forma que na ponte mista monofásica, a tensão na carga não fica negativa devido às etapas de roda livre, presentes devido à condução espontânea dos diodos.

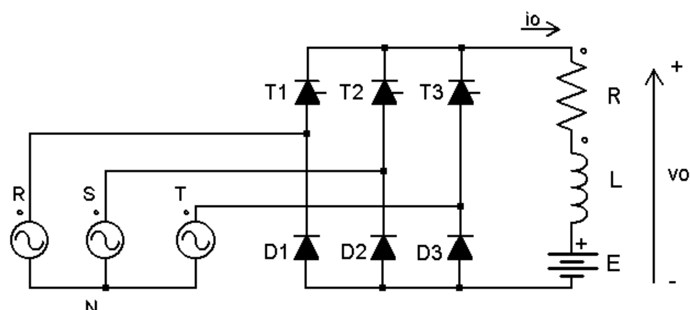


Figura 3.11 – Retificador trifásico em ponte mista (B6HK)

O funcionamento do circuito apresenta diferenças para ângulos de disparo maiores que 60º e menores que 60º. A Figura 3.12 mostra as formas de onda para ângulos de disparo menores que 60º. Quando é atingido o cruzamento das tensões fase-fase em ωt=60º, o diodo da fase correspondente entra espontaneamente em condução. Não há etapa de roda livre.

Quando o ângulo de disparo é superior a 60º ocorre a etapa de roda livre, onde o diodo conduz juntamente com o tiristor do mesmo braço (p.ex.: T1 com D1, T2 com D2, T3 com D3), como mostrado na Figura 3.13(condução contínua).

O valor da tensão média retificada para qualquer ângulo de disparo e condução contínua é dada pela expressão:

$$V_{O\text{med}} = 0{,}675 \cdot V_{FF\text{rms}} \cdot (1 + \cos\alpha)\,. \qquad (3.20)$$

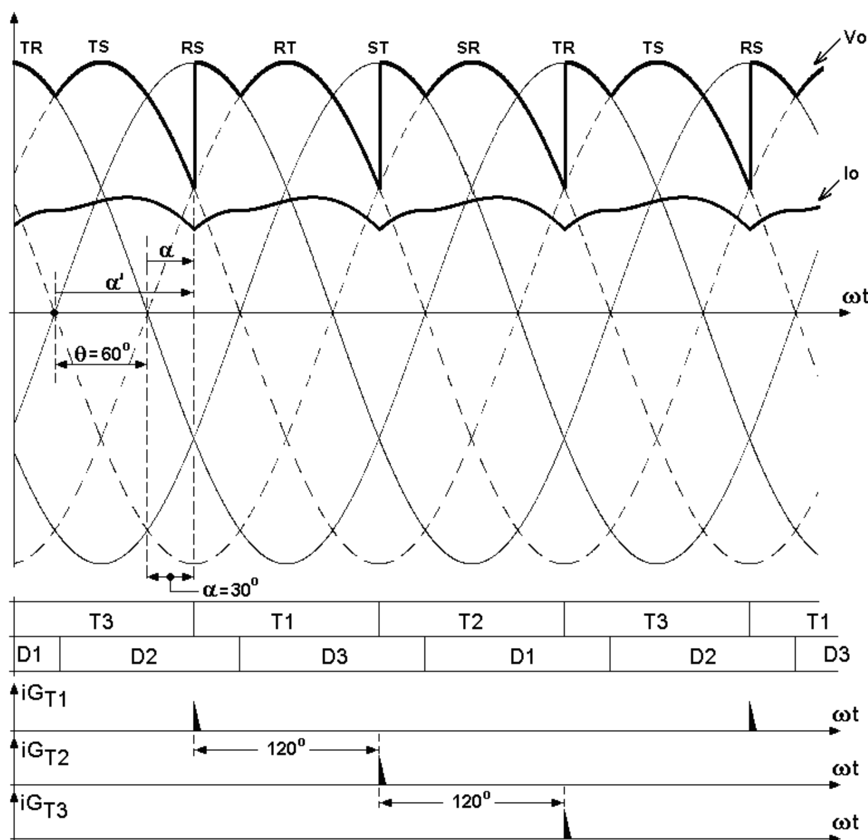


Figura 3.12 – Tensão de saída para α<60º e sequência de disparo dos tiristores – retificador B6HK.

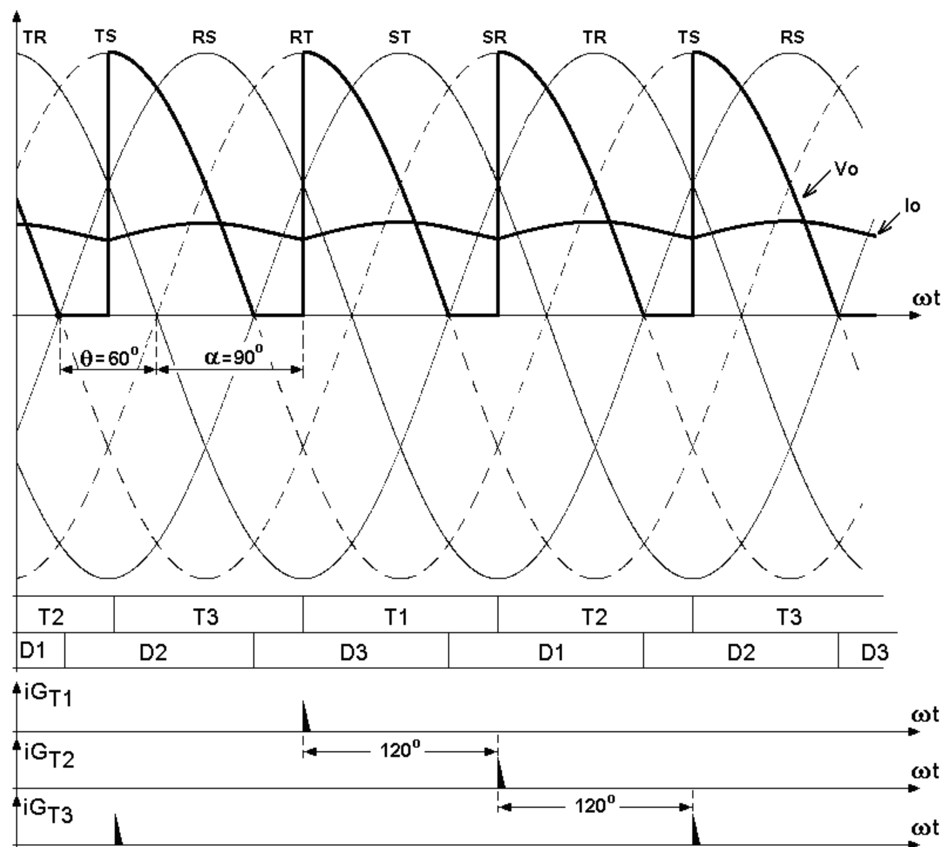


Figura 3.13 – Tensão de saída para α>60º. (Na figura α=90º).

A corrente média em cada semicondutor é igual a um terço da corrente média na carga.

? *No retificador 3ϕ em ponte mista, pode ocorrer o efeito de meia-onda (half-waving) ?*

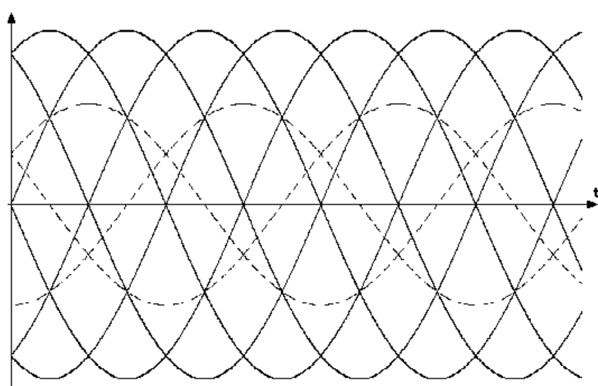
Sim, nesse retificador o *half-waving* pode ocorrer, e por isso normalmente é utilizado um diodo de roda livre nesse retificador.

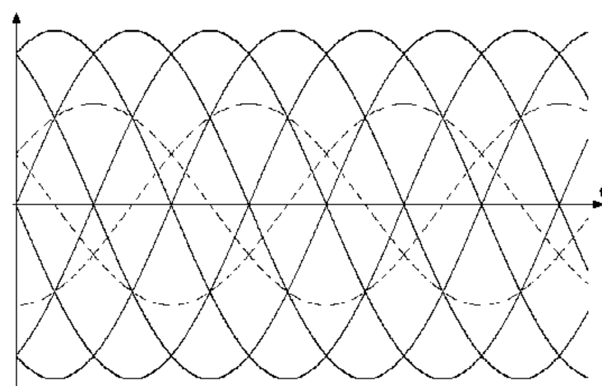


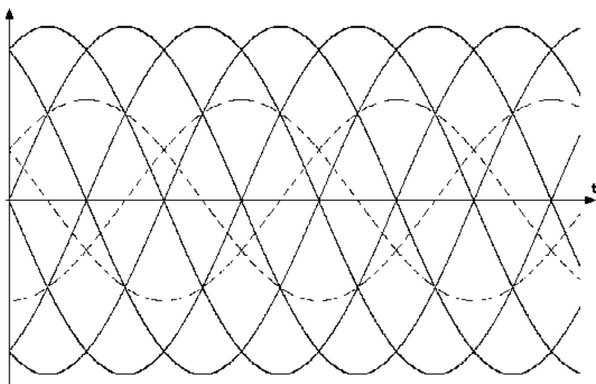
3.3 – Exercícios de Fixação – Retificadores Trifásicos

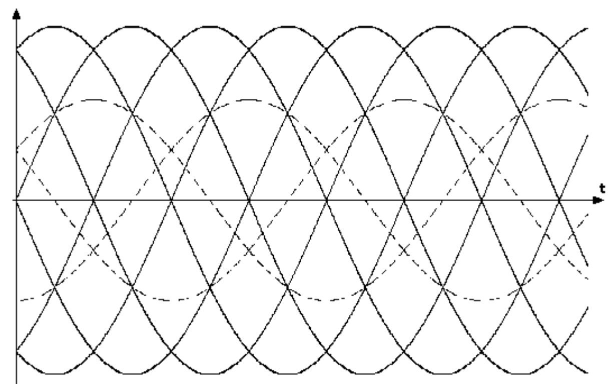
1) Quais as vantagens dos retificadores 3ϕ em relação aos monofásicos ?
2) Faça o diagrama fasorial de um sistema trifásico com sequência de fases ABC, indicando apenas os fasores das tensões fase-neutro (FN).
3) Um retificador trifásico de ½ onda não controlado é alimentado por uma fonte trifásica senoidal cuja tensão de linha é 220Vrms, 60Hz, e a seqüência de fase é RST. A carga é puramente resistiva com R=10Ω. Determine: a) A tensão média na carga. b) A corrente média na carga e em cada diodo. c) A tensão de pico inversa que cada diodo deve suportar. d) A tensão eficaz na carga e) A forma de onda da tensão de saída indicando qual diodo conduz em cada intervalo. f) A forma de onda da tensão no diodo 2. g) a corrente eficaz nos diodos.
4) Repita o item e) do exercício 3) considerando que a seq. de fase seja BAC.
5) Repita os itens e) e f) do exercício 3) supondo que o diodo da fase R esteja aberto.
6) Quais as consequências da inserção de uma parcela indutiva na carga do retificador da questão 3)?

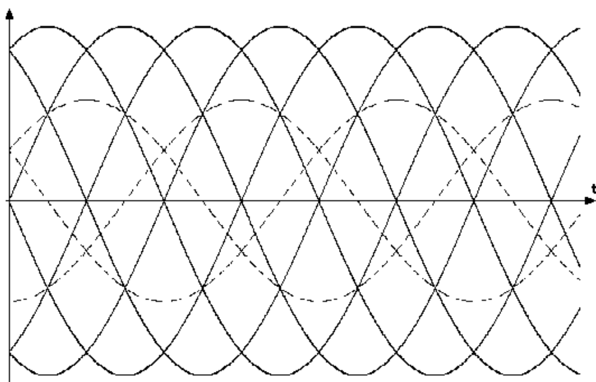
7) Repita o exercício 5) considerando a presença de uma parcela indutiva na carga.
8) Construa o digrama fasorial de um sistema trifásico com sequência de fases RST, indicando os 3 fasores das tensões FN e os dois conjuntos (1 e 2) trifásicos das tensões FF. Observe a defasagem de +30º e -30º entre os fasores FF dos conjuntos 1 e 2 e os fasores FN, respectivamente. Em seguir anote em separado a sequência dos fasores FF obtida.
9) Repita o exercício 3) para um retificador trifásico não controlado de onda completa.
10) Repita o item e) do exercício 3) considerando que a seqüência de fase seja BAC e o retificador seja trifásico de onda completa.
11) Desenhe o diagrama de um <u>retificador trifásico ½ onda, controlado</u>, alimentando um motor de corrente contínua com excitação independente de campo (carga RLE). Desenhe as formas de onda da tensão na carga para os regimes de condução contínuo e descontínuo: para o regime contínuo desenhe as formas de onda para ângulos de disparo de 0º, 30º, 60º, 90º, 120º e 150º. Para o regime descontínuo assuma um ângulo de disparo de 90º e escolha um ângulo de extinção. Acompanhando passo a passo o funcionamento do circuito, marque nas formas de onda os semicondutores que conduzem em cada intervalo.
12) Desenhe o diagrama do retificador <u>3ϕ de onda completa</u>, com carga RLE. Desenhe as formas de onda de tensão na carga para condução contínua com ângulos de disparo de 0º, 30º, 60º, 90º, 120º, e 150º. Acompanhando passo a passo o funcionamento do circuito, indique os semicondutores que conduzem em cada intervalo.
13) Desenhe as formas de onda da tensão na carga de um retificador <u>3ϕ em ponte mista</u>, considerando: a) α < 60º (p.ex.: α=30º) b) α > 60º (p.ex.: α=90º).
14) Faça os gráficos das características de transferência dos retificador 3ϕ de ½ onda, onda completa e em ponte mista. Qual desses retificadores não é capaz de operar no modo inversor ? Por quê ?
15) Um retificador trifásico de ½ onda alimenta um motor de corrente contínua cujos dados são: R=0,5Ω L=3,03mH e E=186,6V (na velocidade de rotação considerada). Desenhe o diagrama do circuito. Sabendo-se que a tensão de linha é 380V_{RMS}/60Hz, e o ângulo de disparo é igual a 60º, determine primeiramente o regime de condução. Em seguida, determine a tensão e a corrente média na carga. *Resp: a=0.6, cosϕ=0.4, α'=90º, β≈178º, cond. descontínua, V_{omed}=198V, I_{omed}=22,8A.*

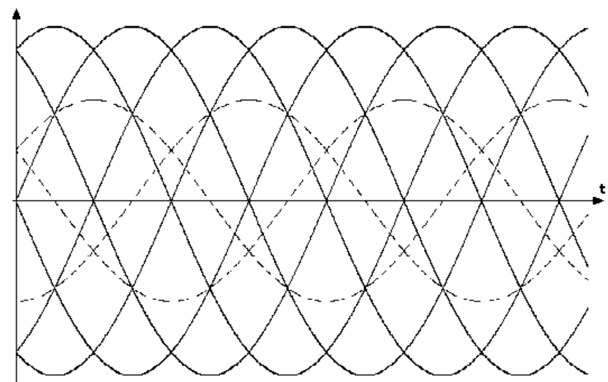


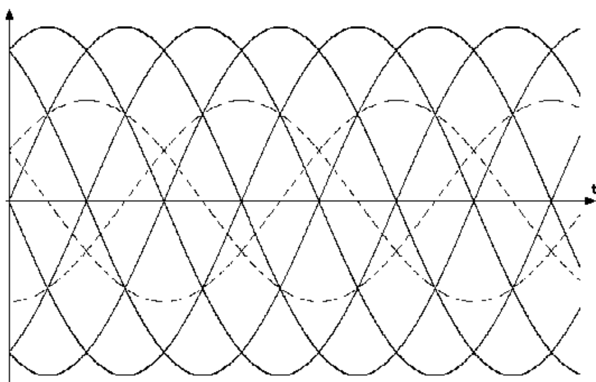


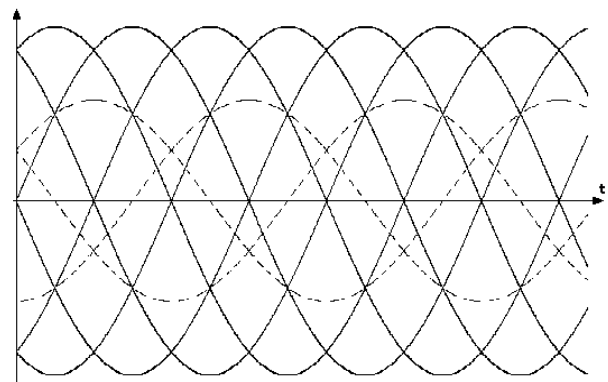

t

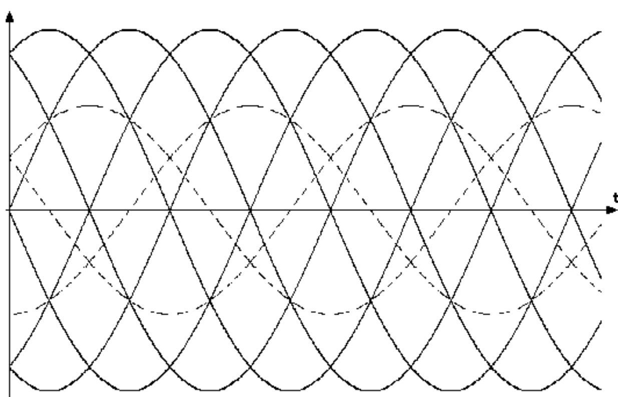

t

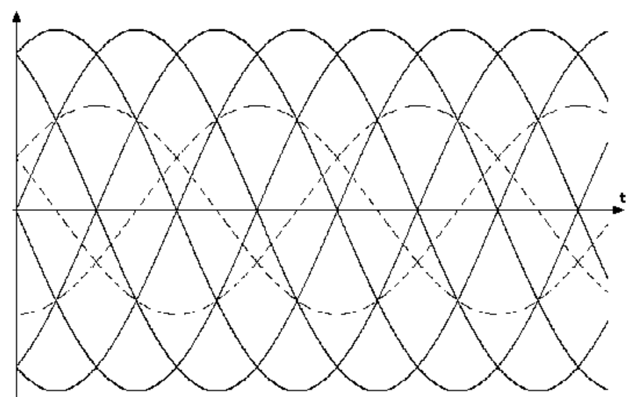

t


t


t


t


t


t



3.4 – TRABALHO SOBRE RETIFICADORES

1) Um retificador monofásico em ponte mista assimétrica aciona uma MCCa imã a partir de uma rede c.a. de 127Vrms/60Hz. Dados: Ra=0,5 Ω, La=12mH, k_ϕ=0,021V/rpm, k_T=0,2Nm/A. E=valor expresso pelos dois últimos algarismos do número de matrícula do aluno.
   a) Determine a velocidade angular da MCC em rpm.
   b) Determine o torque de carga (Tcarga) em regime permanente se α=60º.
   c) Simule o circuito no PSIM e apresente as formas de onda da tensão na MCC (v_o) e da corrente na MCC (i_o) em regime permanente.

      Dicas: Utiizar uma janela de tempo de 3 ou 6 ciclos de 60Hz (50ms ou 100ms). A largura da janela de tempo é igual a (*Total Time – Print Time*). Se o circuito não entrar em regime permanente, aumentar o *Total Time* (e também o *Print Time*, mantendo a largura da janela de tempo). Para que o número máximo de pontos gerados não ultrapasse o limite da versão demo do PSIM (6000 pontos) pode-se elevar o *Print Step*.

2) Determine o fator de *ripple* (FR) dos retificadores abaixo para condução contínua e ângulos de disparo variando de 0 a 180º em passos de 15º. Organize os dados obtidos em uma tabela. Utilize uma planilha eletrônica (p. ex. Excel).
   a) Retificador monofásico totalmente controlado
   b) Retificador monofásico em ponte mista
   c) Retificador trifásico de meia onda
   d) Retificador trifásico de onda completa

3) Construa um gráfico comparando o fator de *ripple* dos retificadores da questão anterior, traçando em um mesmo gráfico as curvas FR x α de cada um deles.

4) Um retificador trifásico de onda completa não controlado (B6U) é alimentado por uma rede c.a. com tensão de linha igual a 440V/60Hz. A carga alimentada é um inversor que absorve uma potência aproximada de 71,3kW, podendo ser modelado por uma resistência pura.
   a) Determine o valor médio da tensão na carga do retificador.
   b) Determine o valor da corrente média absorvida no lado c.c. pela carga. Despreze a ondulação da tensão.
   c) Apresente a forma de onda da corrente numa das fases de alimentação do retificador (p.ex. fase R).
   d) Determine o valor eficaz da corrente numa das fases de alimentação do retificador (p.ex. fase R).
   e) Simule o circuito no PSIM e apresente as formas de onda em regime permanente no lado c.c.: tensão (v_o), corrente numa fase (i_R), e potência instantânea numa fase.
   f) Verifique se os valores forncecidos pelo PSIM estão próximos dos calculados para Vomed, Iomed e Pmed. Dicas: Utilizar uma janela de tempo de 3 ciclos de 60Hz (50ms). A largura da janela de tempo é igual a (*Total Time – Print Time*). Utilizar um *Total Time* grande o suficiente para que o circuito entre em regime permanente (pode ser necessário simular mais de 1s). Pode ser necessário reduzir o *Time Step* para obter maior precisão nos resultados numéricos (e.g. para 2µs). Para que o número máximo de pontos gerados não ultrapasse o limite da versão demo do PSIM (6000 pontos) pode-se elevar o *Print Step*.
   g) Qual o valor da potência aparente absorvida da rede pelo retificador (em kVA) em relação a potência na carga (em kW)?
   h) Para representar o efeito da impedância da rede de alimentação do retificador, introduza uma impedância RL série em cada fase, com R=50mΩ e L=280µH. Simule o circuito novamente no PSIM e compare as formas de onda da tensão de saída e da corrente numa fase nas duas situações (com e sem a impedância de linha).
   i) O que ocorreu com Vo_{med}? E com a forma de onda da tensão de fase na entrada do retificador?

4 – RESUMO DAS FÓRMULAS

4.1 – RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS

RETIFICADOR 1ϕ DE 1/2 ONDA

$$i_o = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(-\phi).e^{-\frac{\omega t}{\tan\phi}} \right]$$

$$V_{Omed} = \frac{V_{max}}{2\pi}(1 - \cos\beta)$$

$$I_{omed} = \frac{V_{omed}}{R}$$

RETIFICADOR 1ϕ DE 1/2 ONDA COM DIODO DE RODA LIVRE

$$V_{Omed} = \frac{V_{max}}{\pi}$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

RETIFICADOR 3ϕ DE 1/2 ONDA

$$V_{Omed} = 1{,}17 \cdot V_{FNrms}$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

$$f_{ripple} = 3 \cdot f_{rede}$$

$$PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FFrms}$$

$$V_{Orms} = 1{,}187 \cdot V_{FNrms}$$

RETIFICADOR 3ϕ DE ONDA COMPLETA

$$V_{Omed} = 1{,}35 \cdot V_{FFrms}$$

$$I_{Omed} = \frac{V_{Omed}}{R}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{3} \cdot I_{Omed}$$

$$I_{Drms} = \frac{I_{Omed}}{\sqrt{3}}$$

$$f_{ripple} = 6 \cdot f_{rede}$$

$$PIV = \sqrt{2} \cdot V_{FFrms}$$

$$V_{Orms} = 1{,}351 \cdot V_{FFrms}$$

4.2 – RETIFICADORES CONTROLADOS

RETIFICADOR 1ϕ, 1/2 ONDA

$$i_o(t)=\frac{V_{max}}{R}\left[\cos\phi\cdot\text{sen}(\omega t-\phi)-\frac{E}{V_{max}}\right]+\frac{V_{max}}{R}\left[\frac{E}{V_{max}}-\cos\phi\cdot\text{sen}(\alpha-\phi)\right].e^{-\frac{\omega t-\alpha}{tg\phi}}$$

$$Vo_{med}=\frac{V_{max}}{2\pi}\left[\cos\alpha-\cos\beta+\frac{E}{V_{max}}(\alpha-\beta)\right]+E$$

$$Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

RETIFICADOR 1ϕ, ONDA COMPLETA TOTALMENTE CONTROLADO

Condução Contínua:

$$Vo_{med}=\frac{2.V_{max}}{\pi}\cdot\cos\alpha \qquad Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

Condução Descontínua:

$$Vo_{med}=\frac{V_{max}}{\pi}\left[\cos\alpha-\cos\beta+\frac{E}{V_{max}}\cdot(\alpha-\beta)\right]+E$$

RETIFICADOR 1ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE MISTA ou TOTALMENTE CONTROLADA COM DIODO DE RODA LIVRE

Condução Contínua:

$$Vo_{med}=\frac{V_{max}}{\pi}\cdot(1+\cos\alpha) \qquad Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

RETIFICADOR 3ϕ, 1/2 ONDA

Condução Contínua:

$$Vo_{med}=1{,}17\cdot V_{FN\,rms}\cdot\cos\alpha \qquad Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

Condução Descontínua:

$$Vo_{med}=\frac{3.V_{max}}{2\pi}\left[\cos\alpha^{|}-\cos\beta+\frac{E}{V_{max}}\cdot(\alpha^{|}-\beta)\right]+E$$

RETIFICADOR 3ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE, TOTALMENTE CONTROLADO

Condução Contínua:

$$Vo_{med}=\frac{3.V_{max}}{\pi}\cdot\cos\alpha \qquad Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

Condução Descontínua:

$$Vo_{med}=1{,}35.V_{FF(rms)}\left[\cos\alpha^{|}-\cos\beta+\frac{E}{V_{max}}\cdot(\alpha^{|}-\beta)\right]+E$$

RETIFICADOR 3ϕ, ONDA COMPLETA, EM PONTE MISTA

$$Vo_{med}=0{,}675.V_{FF(rms)}(1+\cos\alpha) \qquad Io_{med}=\frac{Vo_{med}-E}{R}$$

PARTE III: CONVERSORES CC–CC CHAVEADOS

1 – INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC-CC

Os conversores CC-CC são utilizados para obter em sua saída uma tensão CC ajustável e/ou regulada a partir de uma fonte CC de entrada. A Figura 1.1 ilustra esta situação.

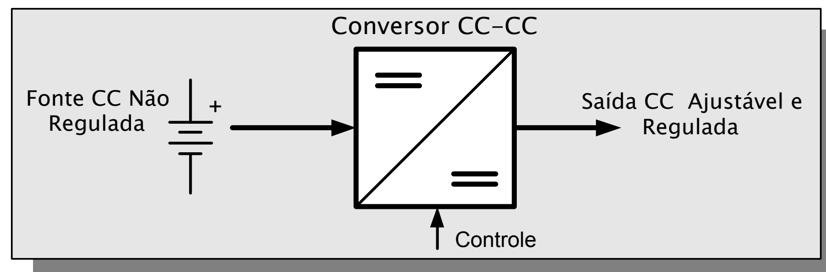


Figura 1.1 – Conversão CC-CC

As aplicações dos conversores CC-CC são bastante diversificadas, mas podem basicamente ser separadas em dois grupos:

a) Aplicações com filtragem de tensão, como as fontes de alimentação chaveadas, que estão presentes em quase todos os equipamentos eletrônicos modernos;
b) Aplicações (normalmente) sem filtragem da tensão, como o acionamento de motores CC, carregadores de baterias, máquinas eletrônicas de solda, fontes para lâmpadas de LED, etc.

Os conversores utilizados nas aplicações do grupo a) acima serão tratados neste texto pelo termo “Fontes Chaveadas”, e os conversores das aplicações do grupo b), que normalmente não possuem filtragem de tensão, serão tratados simplesmente como *choppers*. O termo *chopper* às vezes é também empregado por alguns autores para designar outros conversores CC-CC.

Nos acionamentos CC, que são muito empregados em servomecanismos, tração elétrica, etc., a própria indutância dos enrolamentos da MCC atua como um filtro para a corrente, que é a grandeza responsável pela produção do torque. Além disso, a inércia mecânica não permite variações rápidas na velocidade angular, uma vez que o período de chaveamento é muito menor do que a constante de tempo mecânica. Já nas fontes de corrente para soldagem e para iluminação, acrescenta-se um indutor de valor adequado para que se tenha baixa ondulação e permitir ao *chopper* controlar o valor médio da corrente.

Por outro lado, os conversores empregados como reguladores de tensão CC em fontes de alimentação necessitam produzir uma tensão de saída com a mínima ondulação possível (p. ex. <1%), e por isso possuem um estágio responsável pela filtragem da tensão.

O isolamento elétrico[12] pode ser utilizado ou não nos conversores CC-CC. Ele é empregado sempre que o nível de tensão da fonte for muito superior (ou inferior) ao da carga. Neste caso, o transformador isola a saída da entrada, protegendo os usuários do equipamento, contribui na redução (ou elevação) da tensão através da relação de espiras, e ainda pode proporcionar múltiplas saídas ao conversor (vários secundários). A Figura 1.2 ilustra uma classificação dos conversores CC-CC.

A conversão da energia deve ser realizada da maneira mais eficiente possível, isto é, deve haver o mínimo de perdas no processo de conversão. Para isso, nos conversores de potência os dispositivos semicondutores operam como chaves, possuindo somente dois estados: ligado ou desligado, daí o nome "chaveados". Atualmente, os transistores MOSFET de potência e IGBT são empregados como chaves eletrônicas na maior parte das aplicações, que são de pequena e média potência. Em aplicações de potênci-

[12] O isolamento elétrico da parte de potência é feito por meio de um transformador.

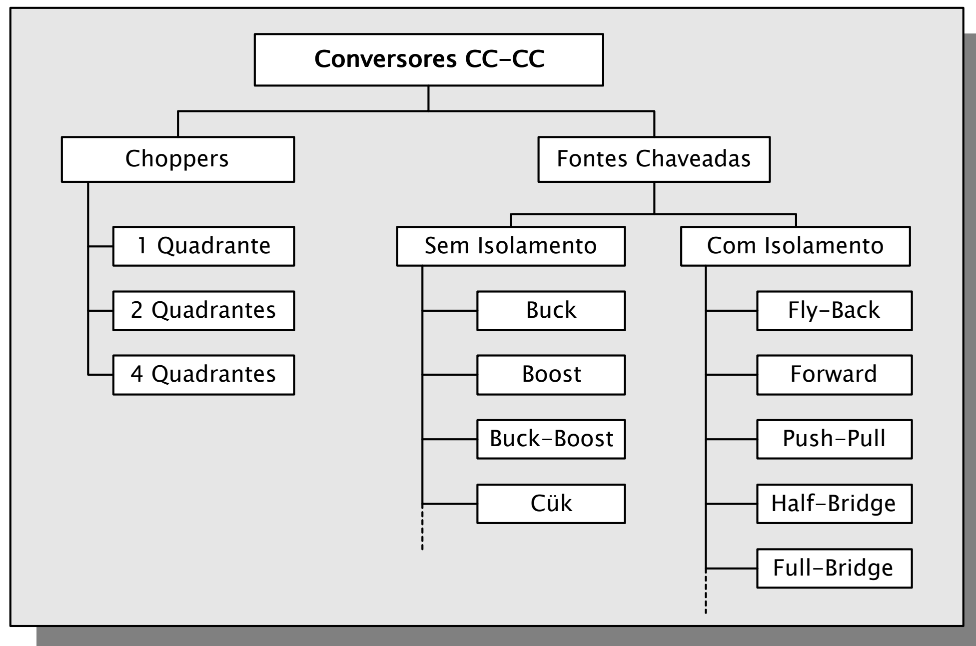


Figura 1.2 – Classificação dos Conversores CC-CC

as muito elevadas (na casa das dezenas de MW e acima) os tiristores SCR, GTO e IGCT são empregados. A razão é que, embora sejam capazes de operar sob tensões e correntes elevadas, a velocidade de comutação dos tiristores é baixa. Além disso, os circuitos de comando dos GTOs são complexos e caros, e os SCRs necessitam de circuitos auxiliares de comutação forçada, encarecendo o sistema, elevando sua complexidade e reduzindo a confiabilidade.

A frequência de chaveamento possui uma relação inversa com o tamanho e peso do conversor: quanto maior a frequência, menores os capacitores, indutores e transformadores necessários.

2 – Princípio da Conversão CC-CC Chaveada

Os conversores CC-CC efetuam o ajuste da tensão de saída utilizando chaves.

? *Mas como é possível alterar o valor CC da tensão somente utilizando-se os estados ligado e desligado das chaves ?*

A solução vem da observação de que, além dos estados da chave, é possível também controlar-se o tempo de permanência em cada uma desses estados. A Figura 2.1 mostra a forma de onda da tensão obtida na saída de um conversor CC-CC chaveado elementar.

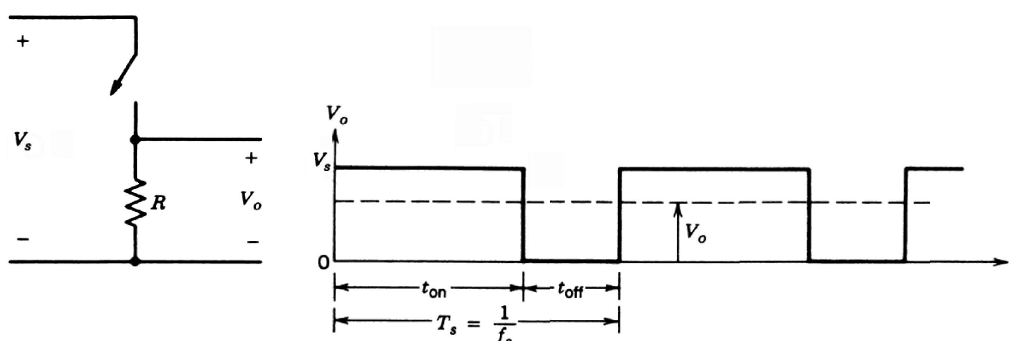


Figura 2.1 – Princípio da conversão CC-CC chaveada

Quando a chave está aberta, não há tensão na carga, e quando está fechada a tensão na carga é igual à tensão de entrada *Vs*. O valor médio da tensão aplicada na carga é:

$$Vo_{\text{med}} = \frac{área[0,T]}{T} = Vs\frac{t_{\text{on}}}{T}. \tag{2.1}$$

Considerando V_s constante, pode-se variar a tensão média (Vo_{med}) mantendo-se t_{on} constante e variando-se T_s (controle por frequência), ou mantendo-se T_s constante e variando-se t_{on} (controle por largura de pulso). O segundo método é o mais utilizado e é chamado PWM – modulação da largura de pulsos (*Pulse Width Modulation*). Por exemplo: se a tensão de entrada for 15V e desejarmos uma tensão *média* de 10V na carga, basta fazermos t_{ON} igual a 2/3 do período T_s.

A tensão média V_o na carga não depende unicamente de t_{ON} ou T_s, mas sim da relação entre eles, em outras palavras, depende do ciclo de trabalho *D*, também conhecido por razão cíclica ou *duty-cycle*:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}. \tag{2.2}$$

Por inspeção de (2.1), podemos escrever a relação entre a tensão *média* de saída e o ciclo de trabalho:

$$V_o = D \cdot V_s. \tag{2.3}$$



A primeira pergunta que surge é: mas pode-se alimentar a carga com essa tensão "retalhada" ?

A resposta é: depende. Se a carga for, por exemplo, um motor de corrente contínua, não há problema, pois devido à inércia mecânica do motor, este apenas "enxerga" o valor médio da tensão, pois não há tempo para que a velocidade aumente ou diminua dentro de um período de chaveamento (desde que T_s seja suficientemente pequeno). Por outro lado, se a carga for um circuito eletrônico digital ou analógico, a tensão chaveada deverá ser *filtrada* antes de ser aplicada ao circuito. Esse filtro atenua as oscilações de alta frequência e em sua saída obtém-se apenas o valor médio da tensão de entrada. Uma pequena fração da oscilação (*ripple*) também aparece na saída do filtro (normalmente <1%).

❖ Geração do sinal de comando da chave

Para gerar o sinal de comando das chaves dos conversores chaveados, é muito utilizada a técnica de modulação por largura de pulsos ou PWM. A idéia por trás do PWM é fazer variar a largura dos pulsos através da variação da amplitude de uma tensão de controle - v_{CTRL}. A geração do sinal PWM é bastante simples. A Figura 2.2 ilustra o processo.

Um sinal periódico de frequência constante, normalmente tipo dente de serra ou triangular, é gerado a partir de um oscilador. Esse sinal é chamado *portadora*. A tensão de controle é comparada (em amplitude) com a onda portadora e o resultado da comparação é o sinal PWM. A comparação é feita da seguinte forma: quando a amplitude de $v_{control}$ for maior do que a amplitude da portadora, a saída é positiva (ordem de ligar a chave). Quando for menor, a saída é zero (ou negativa) (ordem de desligar a chave). Existem diversos circuitos integrados dedicados que realizam a modulação PWM, como por exemplo o LM3524 e o TL494, dentre outros.

Aplicando-se o método de semelhança de triângulos a um ciclo da onda dente de serra, pode-se obter a equação que mostra a relação entre o ciclo de trabalho resultante e a tensão de controle:

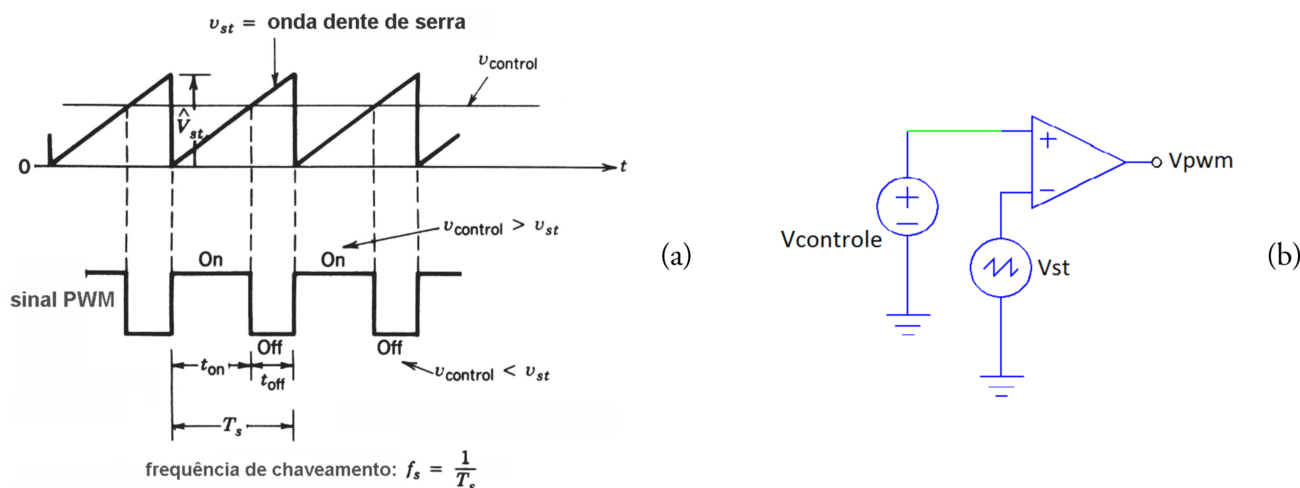


Figura 2.2 – (a) Geração do Sinal PWM; (b) Implementação analógica

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{st}}, \tag{2.4}$$

onde $v_{controle}$ é a tensão de controle e $\hat{V}_{st}$ é a amplitude da onda dente de serra.

3 – *CHOPPERS*

3.1 – INTRODUÇÃO

Como mencionado anteriormente, os *choppers* são conversores CC-CC chaveados sem filtragem da tensão de saída, dedicados a aplicações como o acionamento de motores de corrente contínua, fontes de corrente CC para soldagem, iluminação a LEDs, carregamento de baterias, etc. Operando em frequências de vários kilohertz, os *choppers* propiciam um controle mais preciso e de resposta dinâmica mais rápida do que o controle da corrente com retificadores controlados.

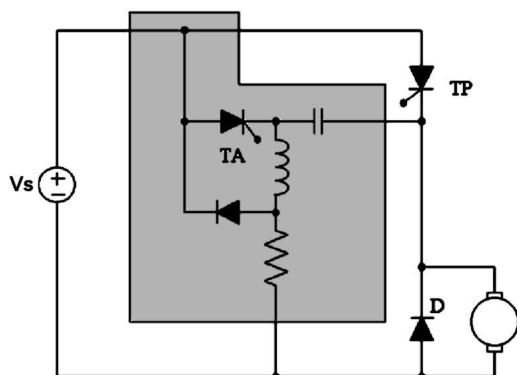
Até há duas ou três décadas atrás, aproximadamente, os motores CC eram a única alternativa em aplicações industriais onde era necessário o controle de velocidade e/ou posição. Isto porque, embora os motores CA sejam mais robustos e baratos, o seu acionamento é mais complexo, exigindo o emprego de inversores e processadores com razoável poder de cálculo.

Nos dias de hoje, com os avanços na tecnologia de semicondutores de potência e de microcontroladores, o acionamento de motores CA a velocidade variável tornou-se uma realidade em larga escala. Os transistores IGBT permitem a construção de conversores mais simples e baratos. Entretanto, em aplicações de potência muito elevadas, como em transmissão de energia em alta tensão CC (HVDC), por exemplo, ainda são utilizados conversores a tiristor (SCR, GTO e mais recentemente com IGCT). No caso da utilização de SCRs, tais conversores utilizam circuitos LC auxiliares a fim de efetuarem o desligamento do SCR (comutação forçada), o que não pode ser realizado através do seu terminal de gatilho.

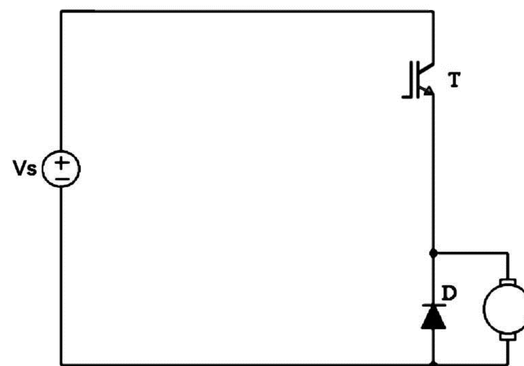
Os *choppers*, assim como os demais conversores estáticos, possuem dois regimes (ou modos) de operação: regime contínuo, onde a corrente no indutor não chega a zero durante a operação, e o regime descontínuo, onde a corrente no indutor chega até zero. A característica estática de transferência (*vo* x *D*) dos conversores muda totalmente de um regime de condução para o outro. No modo contínuo, a tensão de saída do conversor (ideal) depende apenas da tensão de entrada e do ciclo de trabalho. Já no modo descontínuo, a tensão de saída depende também da carga, da frequência de operação, e de outros parâmetros, mesmo em um conversor ideal. Uma vantagem do modo descontínuo é que as chaves entram em condução com corrente nula, o que é vantajoso por reduzir as perdas por chaveamento. Será estudado a seguir somente o funcionamento dos *choppers* operando em modo contínuo.

3.2 – *CHOPPER* DE UM QUADRANTE

O *chopper* de um quadrante somente é capaz de acionar a carga no quadrante I, isto é, somente é capaz de fornecer tensões e correntes de positivas. A Figura 3.1 mostra os circuitos de potência de um *chopper* de 1 quadrante tiristorizado e de um transistorizado. Como pode ser observado, a complexidade do circuito de potência do *chopper* a SCR é maior, devido à necessidade do circuito de comutação forçada (sombreado na Figura 3.1a).



a) *Chopper* a SCR acionando uma MCC (a parte sombreada é o circuito de comutação forçada do SCR).



b) *Chopper* a Transistor acionando uma MCC.

Figura 3.1 – *Choppers* de um quadrante: a) a SCR e b) a transistor.

Na Figura 3.2 estão mostradas as principais formas de onda do circuito operando sob um ciclo de trabalho de aproximadamente 50% e condução contínua, isto é, o regime de condução onde a corrente não chega a zero durante o tempo de abertura da chave.

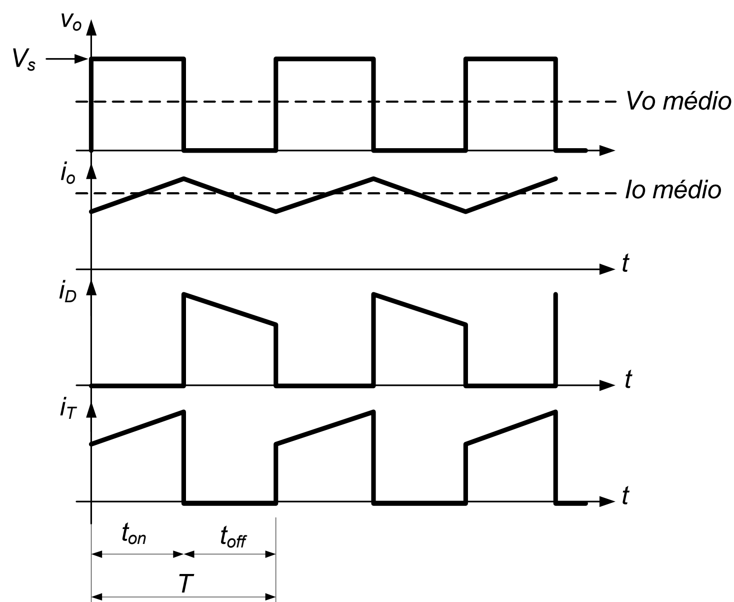


Figura 3.2 – Principais formas de onda do *chopper* de 1 quadrante

A Figura 3.3 destaca o quadrante de operação do *chopper* de um quaradrante.

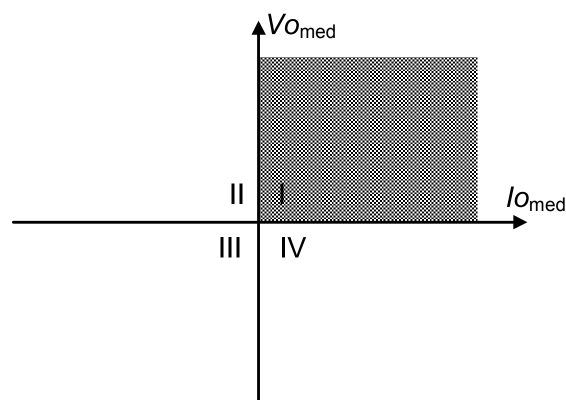


Figura 3.3 – Quadrante de operação do chopper de um quadrante

A forma de onda v_o é a tensão sobre a carga, que varia entre a tensão da fonte *Vs* (com chave principal fechada) e zero (com chave principal aberta e diodo em condução). Quando a chave está fechada, o diodo fica inversamente polarizado e a carga recebe a tensão da fonte, que no caso é *Vs*. Quando a chave abre, a indutância da carga força a continuidade da corrente através do diodo, descarregando parte da energia nela armazenada. Nessa etapa, a tensão na carga é aproximadamente zero (igual à queda de tensão do diodo).

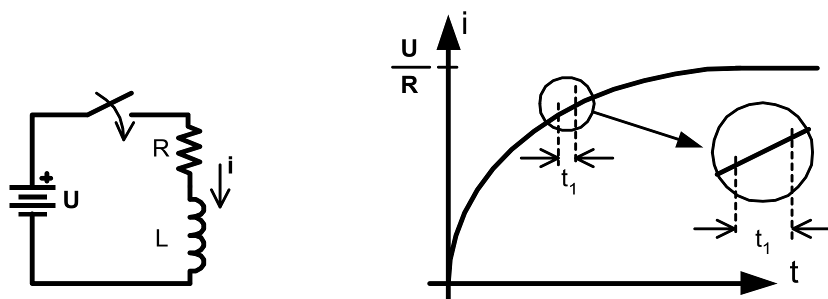


Figura 3.4 – Aproximação linear da corrente

Sem o diodo, não haveria um caminho para a corrente que percorre a parcela indutiva, e consequentemente seria gerada uma elevada sobretensão (obedecendo à relação fundamental $v_L=Ldi/dt$), provocando a destruição da chave. Esse diodo é conhecido como diodo de "roda livre".

A forma de onda da corrente na carga i_o é constituída por trechos quase lineares. Na realidade, a variação da corrente é exponencial, mas como a frequência de chaveamento é relativamente elevada, o período se torna muito menor do que a constante de tempo L/R da armadura, e os trechos lineares são na verdade pequenas porções de uma curva exponencial, como ilustra a Figura 3.4. A corrente de armadura cresce quando a chave principal está fechada, e decresce quando está aberta.

A tensão média de saída para a situação apresentada na Figura 3.2 (condução contínua) pode ser encontrada pela expressão

$$Vo_{\text{med}} = D \cdot V_s, \tag{3.1}$$

já deduzida anteriormente para uma forma de onda similar.

Na condução descontínua, as formas de onda são diferentes das apresentadas na Figura 3.2, e a expressão (3.1) não é mais válida. Nesse caso, quando a corrente cai a zero, v_o sobe de zero para o valor de E, levando ao aumento de Vo_{med} em relação à situação condução contínua, com o mesmo D.

Lembrando que a carga é do tipo RLE, genericamente, e que em regime permanente a tensão média na parcela indutiva é zero, a corrente média na carga é dada pela expressão:

$$Io_{\text{med}} = \frac{Vo_{med} - E}{R}, \tag{3.2}$$

onde *E depende* da velocidade angular, no caso da MCC, ou do nível de carga das baterias, no caso de um carregador, ou da barreira de potencial nos LEDs, no caso de uma lâmpada, etc.

3.3 – *CHOPPER* DE DOIS QUADRANTES REVERSÍVEL EM CORRENTE

O *chopper* de dois quadrantes reversível em corrente é capaz de fornecer correntes positivas à carga e também negativas, com tensão positiva. No caso da carga ser uma MCC, esse *chopper* pode acioná-

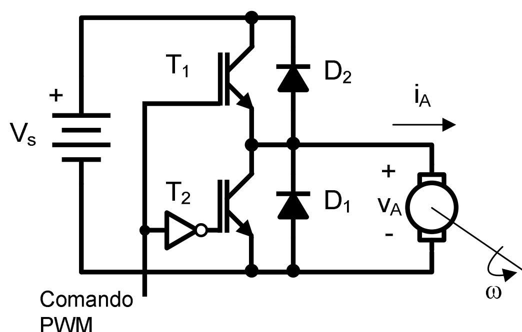


Figura 3.5 – *Chopper* de dois quadrantes a transistor acionando uma MCC

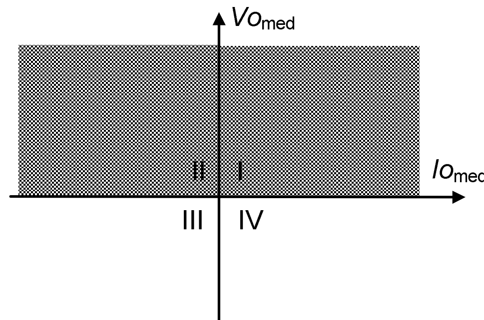


Figura 3.6 – Quadrantes de operação do *chopper* de dois quadrantes (reversível em corrente)

-la num dado sentido de rotação ou frená-la de forma ativa (frenagem regenerativa, no quadrante II). O circuito de potência do *chopper* de dois quadrantes a transistor está mostrado na Figura 3.5.

Os elementos T_1 e D_1 constituem um *chopper* de um quadrante, para operação no quadrante I. Os elementos T_2 e D_2 permitem a operação no quadrante II, onde a polaridade da tensão é mantida, mas a corrente média na carga se inverte. A Figura 3.6 ilustra os quadrantes de operação desse *chopper*.

O *chopper* de dois quadrantes pode ser modelado por uma fonte de tensão reversível em corrente, o que facilita a análise do seu funcionamento. A tensão *média* de saída do *chopper* é V_A, modelada por uma fonte de tensão capaz de fornecer e absorver corrente. Lembrando que a carga pode ser genericamente modelada por um circuito *RLE* série, chega-se ao circuito equivalente apresentado na Figura 3.7. Pela observação desse circuito, fica claro que o sentido da corrente *média* I_A depende da diferença entre V_A e E: se $V_A > E$ então I_A será positiva (operação no quadrante I). Se $V_A < E$ então I_A será negativa (operação no quadrante II). Como será estudado mais adiante, o valor de V_A depende apenas do ciclo de trabalho e da tensão de entrada V_S. É importante lembrar que a parcela E normalmente é constante ou varia muito lentamente em relação a V_A e a I_A. Numa MCC, por exemplo, ela está associada à velocidade angular, cuja variação depende da inércia mecânica.

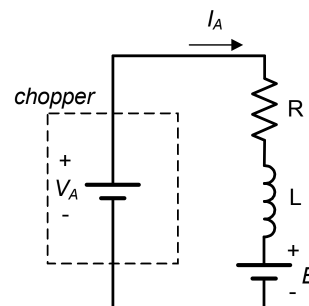


Figura 3.7 – Modelo médio do *chopper* de dois quadrantes com uma carga RLE

❖ Comando e Funcionamento do *Chopper* de dois quadrantes reversível em corrente

A forma mais comum de comandar os transistores desse *chopper* é através de um sinal complementar, já que T_1 e T_2 jamais podem conduzir ao mesmo tempo. Assim, uma inversão lógica deve existir entre os sinais de comando desses dois transistores, como ilustrado na Figura 3.5. O comando individual também é possível (p. ex. deixar ambos desligados durante t_{off}), mas nesse caso a tensão de saída ficaria dependendo do sentido da corrente na carga, que pode circular por D_1 (fazendo v_A=0) ou por D_2 (v_A=V_s).

Se a polaridade de i_A for positiva (Figura 3.8), ela circulará por T_1 (fazendo v_A=V_s) quando o sinal de comando PWM estiver em nível alto, e circulará por D_1 (fazendo v_A=0) quando o sinal de comando PWM estiver em nível baixo. Nota-se que, sendo positiva, a corrente i_A passa por D_1 mesmo quando T_2 está com ordem de comando, já que este não conduz correntes negativas. É a etapa de roda livre, que ocorre devido à parcela indutiva da carga.

Se a polaridade de i_A for negativa (Figura 3.9), ela circulará por T_2 (fazendo v_A=0) quando o sinal de comando PWM estiver em nível baixo, e circulará por D_2 (fazendo v_A=V_s) quando o sinal de comando PWM estiver em nível alto. A corrente negativa é forçada pela f.e.m. (parcela E) da carga.

A Figura 3.10 mostra as principais formas de onda do *chopper* de dois quadrantes. Observa-se a mudança (redução) do ciclo de trabalho que causa a passagem do quadrante I para o quadrante II. A parcela E da carga é constante no tempo considerado na figura.

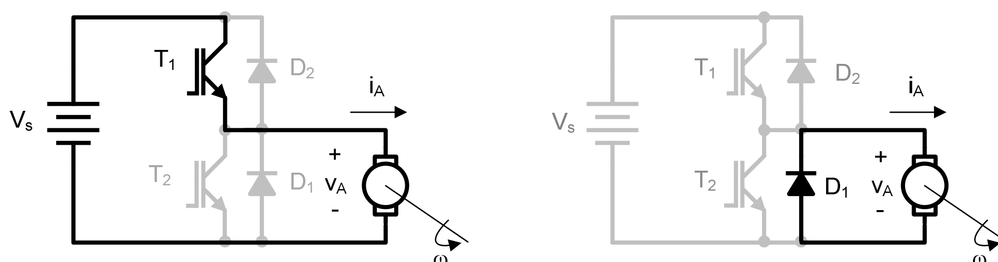


Figura 3.8 – Etapas de operação do *chopper* de dois quadrantes com i_A positiva (quadrante I). À esq.: T_1 com ordem de comando (PWM=1); À dir.: T_2 com ordem de comando (PWM=0).

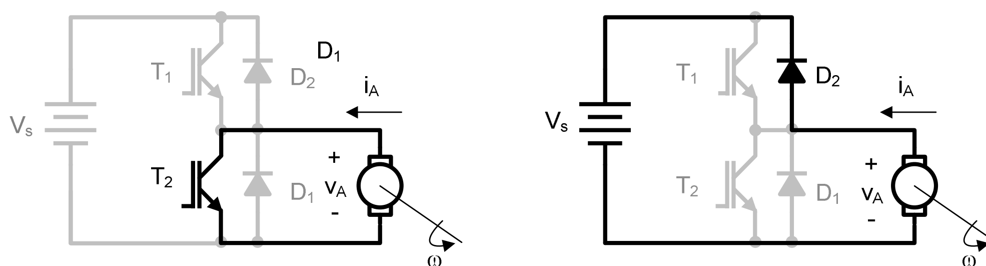


Figura 3.9 – Etapas de operação do *chopper* de dois quadrantes com i_A negativa (quadrante II). À esq.: T_2 com ordem de comando (PWM=0); À dir.: T_1 com ordem de comando (PWM=1).

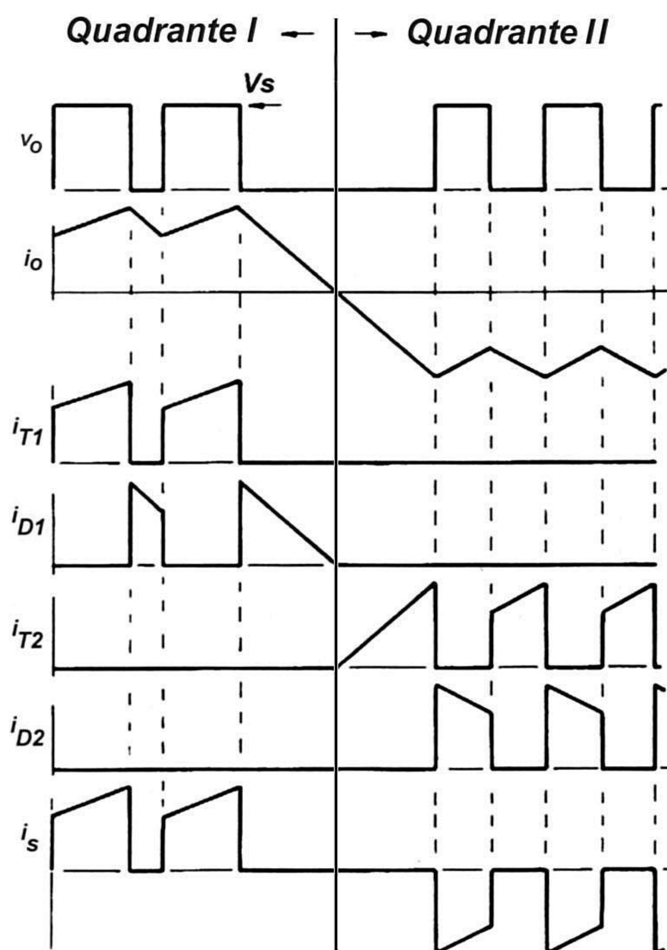


Figura 3.10 – Formas de onda do *Chopper* de 2 quadrantes. Observa-se a mudança do ciclo de trabalho que levou à passagem do quadrante I para o quadrante II.

❖ Tensão média na carga

Por observação das formas de onda apresentadas na Figura 3.10, e aplicando-se o conceito de valor médio de uma variável contínua, deduz-se facilmente a expressão da tensão média de saída do *chopper* de dois quadrantes:

$$Vo_{\text{med}} = D \cdot V_s, \tag{3.3}$$

que é a mesma expressão utilizada para o *chopper* de um quadrante operando em condução contínua.

❖ Operação da MCC no modo Gerador

Para que a MCC opere no modo Gerador (quadrante II), ela deve fornecer corrente, isto é, deve-se ter a corrente saindo do terminal positivo de sua parcela *E*, de modo que o torque eletromagnético fique contrário à velocidade. Para que isso ocorra, deve-se fazer $V_A < E$, como mencionado anteriormente, o que é

obtido pelo ajuste adequado do ciclo de trabalho.

A operação no modo gerador significa que a máquina CC está na verdade devolvendo energia para a fonte, ou seja, está havendo a *frenagem regenerativa* da máquina. A frenagem regenerativa é muito útil quando a parada ou a redução da velocidade do motor é necessária um grande número de vezes, levando a um maior rendimento e economia de energia, pois, quando utilizados, os freios mecânicos dissipam a energia de movimento em forma de calor. Além disso, propicia uma redução mais rápida na velocidade, ou seja, num servomecanismo, por exemplo, melhora a resposta dinâmica do sistema em relação a outro onde a redução da velocidade fica apenas a cargo das forças de atrito e da carga.


Na Figura 3.9, como D_2 pode estar conduzindo se $E < V_s$?

❖ **Efeito *Boost***

A operação no segundo quadrante ocorre quando a tensão média de saída V_A do *chopper* é menor do que a tensão da parcela E da carga, levando à circulação de corrente negativa (da carga para a fonte V_s). O fenômeno de circulação da corrente da fonte de tensão de menor valor (E) para a de maior valor (V_s) é chamado de efeito elevador ou *efeito Boost*, e somente é possível graças à parcela indutiva da carga, que age com sua tensão induzida de modo a somar-se a E e polarizar diretamente o diodo (D_2).

Em algumas aplicações, essa parcela indutiva não é inerente à carga como numa MCC, mas é introduzida intencionalmente para viabilizar o efeito *Boost*. Por exemplo, pode-se utilizar um *chopper* de dois quadrantes para carregar um banco de baterias de tensão total $E < V_s$ (operação no quadrante I), ou para, em outras circunstâncias, produzir a tensão Vs a partir da tensão E do banco de baterias, com $Vs > E$ (operação no quadrante II).

3.4 – *CHOPPER* DE QUATRO QUADRANTES

O *chopper* de 4 quadrantes, cujo diagrama está apresentado na Figura 3.11, também é popularmente conhecido como “Ponte H”. Ele é capaz de fornecer tensões e correntes positivas ou negativas à carga. No caso da MCC, ele pode realizar a tração ou a frenagem em ambos os sentidos de rotação. A Figura 3.12 ilustra os quadrantes de operação desse *chopper*.

❖ **Comando do *Chopper* de Quatro Quadrantes**

O comando de cada braço do *chopper* (i.e. T_1/T_2, ou T_3/T_4) deve ser sempre complementar para evitar o curto circuito da tensão do barramento CC. Existem basicamente dois modos de comando:

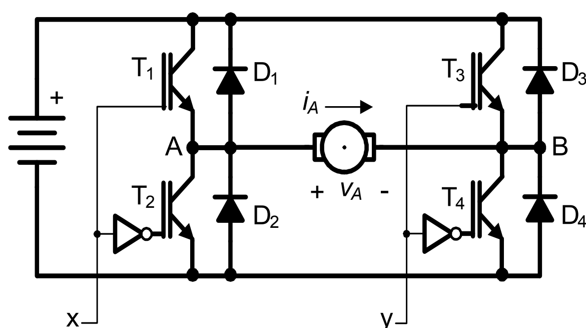


Figura 3.11 – *Chopper* de 4 quadrantes a transistor com uma MCC como carga

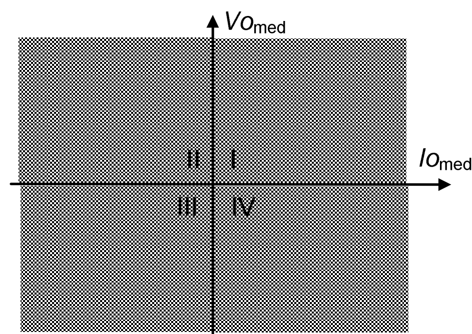


Figura 3.12 – Quadrantes de operação do *chopper* de quatro quadrantes

- Modo Unipolar, onde a tensão de saída varia entre zero e $+Vs$ ou entre zero e $-Vs$. Por exemplo, mantendo-se T_1 em condução e comandando-se T_3 / T_4 alternadamente, produz-se sobre a carga as tensões zero (T_1 e T_3 com comando) ou $+V_s$ (T_1 e T_4 com comando);
- Modo Bipolar, onde a tensão de saída varia entre $-Vs$ e $+Vs$ apenas. No modo Bipolar são comandados os pares de transistores T_1 / T_4 ou T_2 /T_3 em cada instante.

Para realizar o comando Bipolar e ao mesmo tempo manter os inversores lógicos de cada braço, é preciso que os sinais de comando x e y da Figura 3.11 sejam complementares entre si, como mostrado na Figura 3.13. A Figura 3.14 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para a operação no modo bipolar no primeiro quadrante, onde a tensão média de saída V_A e a corrente média I_A são positivas. Para produzir o valor $+Vs$ na carga, deve-se comandar os transistores T_1 e T_4. Sendo a corrente i_A for positiva, ela circulará pelos próprios transistores. Para produzir o valor $-Vs$ na carga, comanda-se T_2 e T_3. Entretanto, como a corrente é positiva, ela circulará na verdade pelos diodos D_2 e D_3.

A Figura 3.15 apresenta as formas de onda do *chopper* de quatro quadrantes operando no segundo quadrante. Observa-se que i_A é negativa. Quando o sinal PWM está em nível alto, os transistores T_1 e T_4 estão com ordem de comando, entretanto, como a corrente é negativa, ela circula pelos diodos adjacentes, D_1 e D_4. Quando o sinal PWM está em nível baixo, os transistores T_2 e T_3 estão com ordem de comando e, sendo i_A negativa, esta circulará por eles (siga você mesmo o caminho de i_A na Figura 3.13).

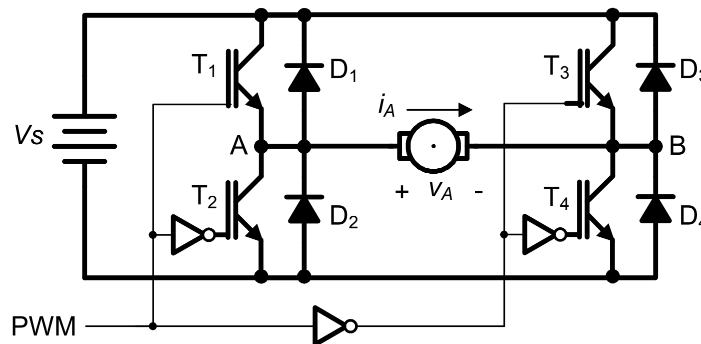


Figura 3.13 –*Chopper* de 4 quadrantes com comando Bipolar

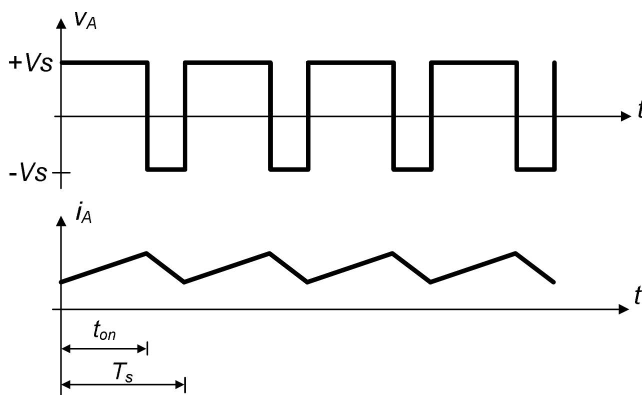


Figura 3.14 – Formas de onda do *Chopper* de 4 quadrantes a transistor operando com comando Bipolar no quadrante I

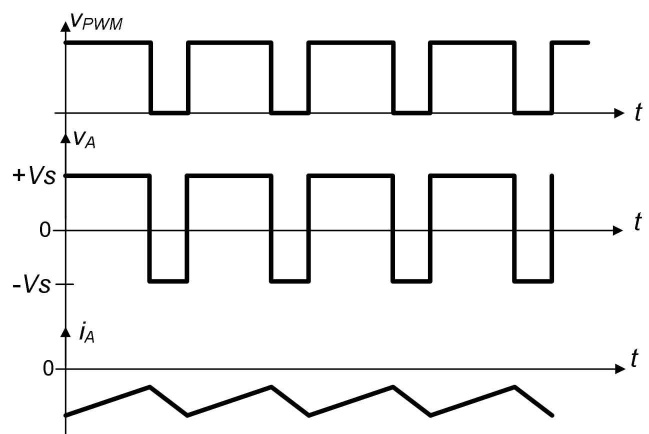


Figura 3.15 – Formas de onda do *Chopper* de 4 quadrantes a transistor operando com comando Bipolar no quadrante II



Você é capaz de desenhar as formas de onda de tensão e corrente na carga desse chopper operando nos outros quadrantes ?

❖ Comportamento médio do *Chopper* de Quatro Quadrantes

Pode-se visualizar o *chopper* de quatro quadrantes como sendo constituído pela ligação de dois *choppers* de dois quadrantes, um de cada lado da armadura da MCC. Assim como foi feito para o *chopper* de dois quadrantes, podemos substituir cada braço do *chopper* de quatro quadrantes por seu equivalente médio. O *chopper* esquerdo (do qual T_1 e T_2 fazem parte) produz a tensão média $V_A=D \cdot Vs$ no ponto A. Já o *chopper* da direita (do qual T_3 e T_4 fazem parte) recebe o sinal PWM invertido e produz a tensão média complentar $V_B=(1-D)Vs$ no ponto B. A Figura 3.16 mostra o circuito equivalente médio do *chopper* de quatro quadrantes com comando bipolar.

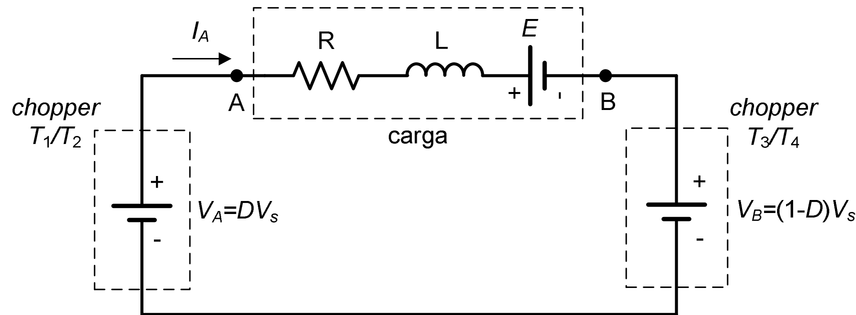


Figura 3.16 – Circuito médio equivalente para o *chopper* de 4 quadrantes com comando bipolar.

A tensão média de saída Vo_{med} do *chopper* pode ser encontrada calculando-se V_A-V_B:

$$V_{AB} = V_A - V_B = DVs - (1-D)Vs\,, \tag{3.4}$$

ou

$$V_{AB} = (2D-1)Vs\,, \tag{3.5}$$

A tensão média também pode ser calculada aplicando-se a definição de valor médio à forma de onda de tensão da Figura 3.14: Vo_{med}=área$[0,T]/T$ = $[Vs \cdot t_{on} - Vs\ (T-t_{on})]/T$. Simplificando essa expressão chega-se a

$$Vo_{\text{med}} = \left(\frac{2\,t_{on} - T}{T}\right)Vs \tag{3.6}$$

e, como $t_{on}/T=D$=ciclo de trabalho, tem-se

$$Vo_{\text{med}} = \left(2D-1\right)Vs\,. \tag{3.7}$$

A Figura 3.17 mostra graficamente esse resultado e a Figura 3.18 apresenta o circuito médio do *chopper* de 4 quadrantes operando com comando bipolar.

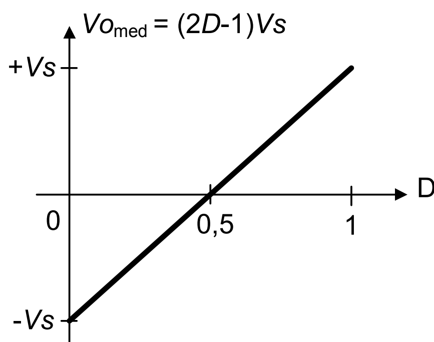


Figura 3.17 – Característica estática do *chopper* de 4 quadrantes com comando Bipolar

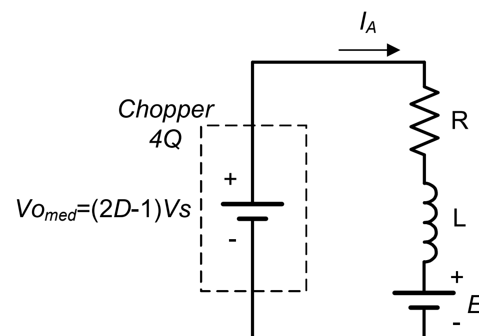


Figura 3.18 – Circuito médio do *chopper* de 4 quadrantes com comando Bipolar

❖ Exercício

Deseja-se fornecer corrente c.c. a um arranjo de 18 leds brancos de potência, ligados em série, constituindo uma lâmpada. A corrente nominal de cada led é I_{nom}=0,3A. A fonte de energia é a rede c.a. de 127Vrms/60Hz, que será retificada em onda completa e filtrada, resultando numa tensão c.c. com *ripple* desprezível. Cada led pode ser modelado por uma tensão constante (barreira de potencial) ≈3,2V em série com uma resistência ≈1,0Ω. Para se obter o mínimo de perdas na conversão da energia, um conversor chaveado deverá ser utilizado. Projete esse conversor operando por exemplo em f=100kHz, de modo que a corrente média nominal circule pelo arranjo de leds. A ondulação da corrente deverá ser menor que 30% da corrente nominal. Dimensione os componentes e os parâmetros de operação do circuito.

3.5 – TÉCNICAS DE CONTROLE DA CORRENTE NOS CONVERSORES

Em muitas aplicações, é necessário controlar o valor da corrente na carga, isto é, é necessário se obter a característica de "fonte de corrente". Isso pode realizado pelo correto comando das chaves do conversor. Duas técnicas serão apresentadas a seguir: a técnica de controle direto da corrente e a técnica de controle indireto. Em ambas, a corrente a ser controlada deve ser medida e deve circular por um indutor (que limita a sua taxa de variação (limita o *di*/*dt*)).

❖ Técnica de Controle Direto da Corrente

No controle direto, o estado *on*/*off* da chave (ou das chaves) do conversor é alterado de modo que a corrente permaneça dentro de uma faixa chamada "banda de histerese", como mostra a Figura 3.19.

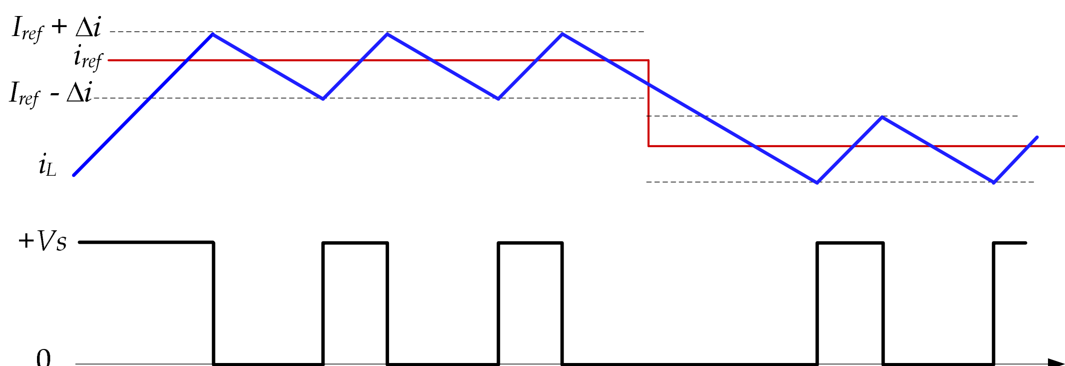


Figura 3.19 – Controle direto da corrente (histerese ou "garfo" de corrente)

Nessa técnica de controle, o comando da chave é realizado por um circuito comparador que possui uma banda de histerese de valor Δi. O valor desejado i_{ref} para a corrente é aplicado à entrada do comparador. Partindo-se da situação onde $i_L<(i_{ref}+\Delta i)$, a chave estará fechada e a corrente é crescente (vide Figura 3.19). Quando $i_L > (i_{ref}+\Delta i)$, o comparador troca de estado (faz u=0) abrindo a chave e assim retirando a tensão aplicada à carga. Então a corrente passa a decrescer. Quando $i_L < (i_{ref}-\Delta i)$, o comparador fecha a chave (faz u=1), aplicando a tensão à carga, e então a corrente volta novamente a crescer. O diagrama em blocos da técnica de controle direto está mostrado na Figura 3.20.

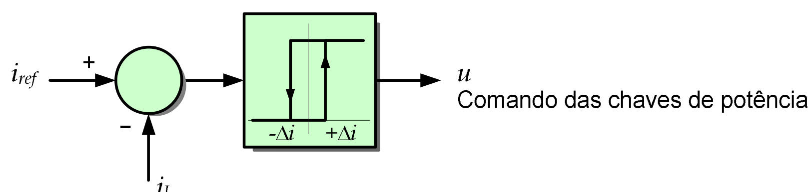


Figura 3.20 – Técnica de controle direto da corrente (histerese ou "garfo" de corrente)

Os principais benefícios da técnica de controle direto são:

- Simplicidade de implementação;
- A resposta dinâmica é rápida (i_L acompanha rapidamente mudanças de i_{ref});
- Ótima imunidade a distúrbios, como variação da carga ou da tensão de entrada.

Os principais inconvenientes do controle direto são:

- A frequência de chaveamento não é constante (se i_{ref} é variável ou se a carga varia);
- A medição da corrente deve ser "limpa", isto é, livre de ruídos;
- A implementação digital exige pequeno tempo de resposta do processador.

❖ Técnica de Controle Indireto da Corrente

Na técnica de controle indireto, há um modulador PWM que comanda a chave ou as chaves do conversor. O ciclo de trabalho *D* determina a tensão média, e consequentemente o valor da corrente. Por sua vez, *D* é determinado pelo valor de *Vc* (tensão de controle) que vem da saída do circuito "amplificador de erro" (ou controlador). Por isso, o método é "indireto", isto é, o comando da chave depende do ciclo de trabalho *D*, que depende da saída com amplificador de erro. A mostra Figura 3.21 mostra o diagrama dessa técnica, onde o valor desejado para a corrente é i_{ref}, e a corrente medida na carga é i_L.

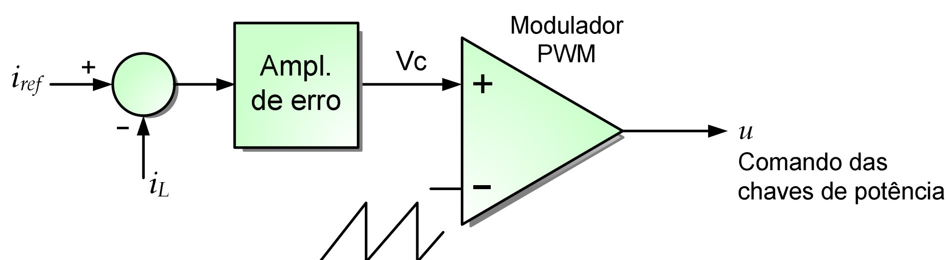


Figura 3.21 – Técnica de controle indireto da corrente

No controle indireto, o ciclo de trabalho do PWM é alterado de acordo com a necessidade de se elevar ou de se reduzir o *valor médio* da corrente. Para isso, o amplificador de erro (que pode ser um controlador PI – Proporcional + Integral, por exemplo) atua na tensão de controle *Vc* do modulador PWM de modo a variar o ciclo de trabalho, e assim anular o erro (isto é, fazer i_{ref}-i_L=0).

Os principais benefícios da técnica de controle indireto são:

- Frequência de chaveamento fixa (definida pelo modulador PWM);
- Maior tolerância a ruídos na medição da corrente;
- Na implementação digital, não exige tempo de reposta do processador tão curto como na técnica de controle direto.

Os principais inconvenientes do controle indireto são:

- O projeto do controlador é mais complexo e trabalhoso;
- É um método mais sensível a distúrbios, que são mais lentamente corrigidos que no método direto.

4 – FONTES CHAVEADAS

4.1 – INTRODUÇÃO

As fontes de alimentação são equipamentos necessários em praticamente todos os sistemas eletrônicos, analógicos ou digitais. As fontes chaveadas (*Switchmode Power Supplies - SMPS*) surgiram da necessidade de se reduzir o tamanho e peso das fontes de alimentação convencionais, na década de 60, durante a corrida espacial. Atualmente, devido à grande evolução e à redução do preço dos componentes semicondutores de potência, as fontes chaveadas são amplamente empregadas nos mais diversos tipos de equipamentos domésticos e industriais, tais como:

- ☑ Computadores e seus periféricos;
- ☑ Equipamentos de Telecomunicações;
- ☑ Equipamentos Biomédicos;
- ☑ Satélites;
- ☑ Aviões;
- ☑ Televisores, DVD players, etc.;
- ☑ Equipamentos militares;
- ☑ PLC's, Soft-Starters, Inversores, *Choppers*, etc.;
- ☑ Máquinas Ferramenta CNC (Tornos, Fresas, etc.).



Módulo conversor c.c.-c.c. chaveado de 15V/250W.

Essa enorme diversidade de aplicações é consequência de uma série de vantagens apresentadas pelas fontes chaveadas:

- Tamanho e peso reduzidos (maior densidade de potência);
- Maior rendimento energético[13], dissipando menos calor;
- Menor custo, dependendo da faixa de potência.

Entretanto, as seguintes desvantagens devem ser ressaltadas:

- Maior complexidade do circuito;
- Ocorre geração de interferência eletromagnética (EMI);
- A tensão de saída possui *ripple* de alta frequência;
- A resposta transitória é de pior qualidade.

4.2 – DESEMPENHO DE FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Os índices de desempenho das fontes de alimentação podem ser classificados em elétricos, de segurança e de compatibilidade eletromagnética. Os índices de desempenho elétricos por sua vez podem ser divididos em estáticos (de regime permanente) e dinâmicos (de regime transitório).

4.2.1 – Desempenho Estático

a) Regulação de Linha

A regulação de linha de uma fonte de alimentação é um índice estático que indica o quanto a tensão de saída varia em resposta a uma variação da tensão de entrada. A regulação de linha é definida por:

[13] O rendimento (η) é definido como a razão entre a potência de saída e a potência de entrada de dado sistema.

$$Reg_{linha} = \left| \frac{Vo\big|_{Vin=Vin_{max}} - Vo\big|_{Vin=Vin_{min}}}{Vo_{nominal}} \right| \times 100\% \qquad (4.1)$$

Exemplo: A tensão de saída de uma fonte de alimentação de tensão nominal *Vo*=5V é igual a 5,05V quando a tensão de entrada é máxima (130V_{rms}) e é igual a 4,95V quando a tensão de entrada é mínima (105V_{rms}). Qual a regulação de linha da fonte? *Resp.:* Reg_{linha}= (5,05-4,95)/5=0,02 ou 2%.

b) Regulação de Carga

A regulação de carga de uma fonte de alimentação é um índice estático que indica o quanto a tensão de saída varia em resposta a uma variação da corrente de carga. A regulação de carga é definida por:

$$Reg_{carga} = \left| \frac{Vo\big|_{Io=Io_{max}} - Vo\big|_{Io=Io_{min}}}{Vo_{nominal}} \right| \times 100\% \qquad (4.2)$$

Exemplo: A tensão de saída de uma fonte de alimentação de tensão nominal *Vo*=5V é igual a 5,1V quando a corrente de saída é máxima (10A) e é igual a 4,9V quando a corrente de saída é mínima (0,5A). Qual a regulação de carga da fonte? *Resp.:* Reg_{carga}= (5,1-4,9)/5=0,04 ou 4%.

c) Ondulação da Tensão de Saída

Esse é outro índice de regime permanente, e indica o *ripple* percentual da tensão de saída, normalmente medido a plena carga. A Figura 4.1 apresenta um resultado real de ondulação da tensão de saída de um conversor.

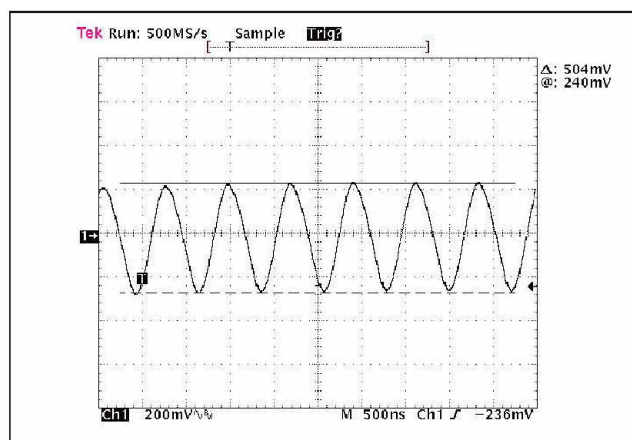


Figura 4.1 – Ondulação (*ripple*) da tensão de saída de um conversor CC-CC de 48V/10A @1,3MHz a plena carga.

d) Rendimento

De uma forma geral, o rendimento de uma fonte ou outro sistema qualquer não é constante, variando conforme o ponto de operação. A Figura 4.2 apresenta as curvas de rendimento de um conversor CC-CC chaveado real. O rendimento é também um parâmetro de regime permanente.

e) Nível de Isolamento Elétrico:

É o máximo valor eficaz de tensão c.a. suportado entre a entrada e a saída, ou entre o chassis e a saída, e relaciona-se com tensões potencialmente letais advindas da rede ou do próprio equipamento que podem atingir o usuário do equipamento. É na verdade um parâmetro relacionado à segurança.

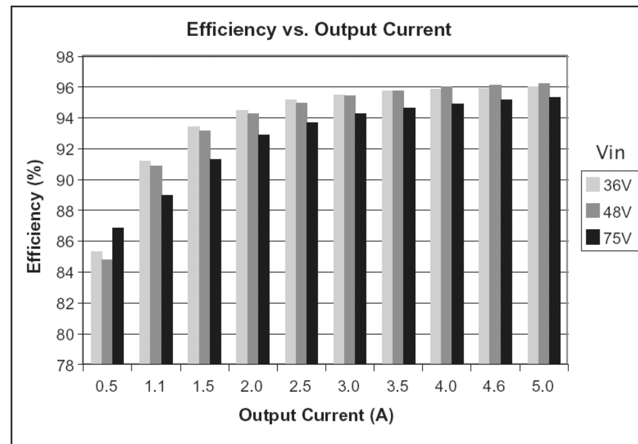


Figura 4.2 – Rendimento de conversão em função da corrente de carga e da tensão de entrada.

f) Tempo Médio Entre Falhas (MTBF – *Mean Time Between Failures*)

É um parâmetro fornecido pelo fabricante da fonte indica a robustez do equipamento, ou seja, o número médio de horas de funcionamento sem que ocorram defeitos. Quanto maior o MTBF, melhor.

4.2.2 – Desempenho Dinâmico

a) Resposta Transitória a Distúrbios

A resposta transitória a distúrbios é um parâmetro que permite verificar o desempenho do sistema de controle da tensão de saída da fonte de alimentação. A resposta transitória consiste basicamente na forma como a tensão de saída da fonte varia em resposta a um distúrbio na corrente de carga ou na tensão de entrada. Os valores do sobre-sinal, do tempo de acomodação e da frequência das oscilações (se houver) na tensão de saída são alguns critérios para caracterização da resposta transitória. A resposta transitória das fontes lineares é, em geral, muito melhor, com maior rapidez e desvios menores.

O ensaio de resposta transitória a variação de carga consiste na aplicação e rejeição de carga (i.e. de corrente de saída) da fonte, observando o que ocorre com a tensão de saída ao longo do tempo. A Figura 4.3 apresenta um exemplo do comportamento da tensão de saída de uma fonte de alimentação real frente a uma rejeição de 100% de carga (em $t \approx 250\mu s$) e à aplicação de 100% de carga em $t \approx 1250\mu s$. Observa-se que, na rejeição de carga, a tensão eleva-se e logo depois retorna ao valor de regime (porém com menor *ripple*, pois a carga foi retirada).

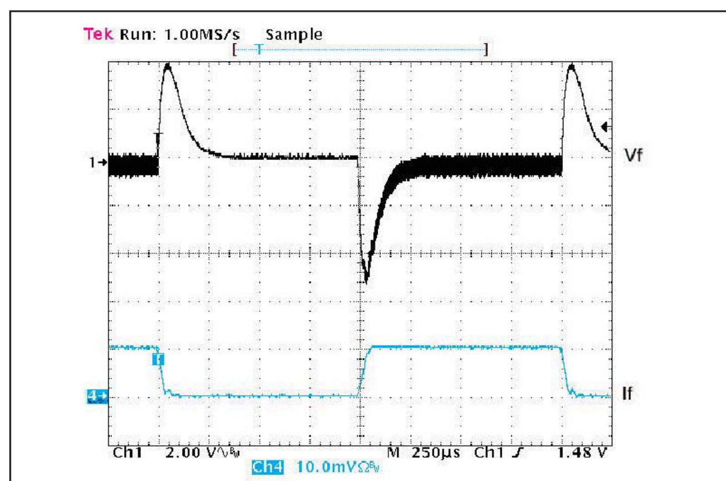


Figura 4.3 – Aplicação e rejeição de carga 0-5A-0 a uma fonte de alimentação de 48Vcc. Observam-se as grandes variações da tensão de saída nos instantes onde a corrente de carga é variada. CH1: 2V/div (ΔVo), CH4:5A/div (Io).

b) Tempo de Sustentação (*Hold Up Time*) e curva ITI/CBEMA

O tempo de sustentação é o tempo durante o qual a fonte é capaz de manter a tensão de saída dentro da tolerância quando ocorre uma interrupção total na alimentação de energia. Esse parâmetro é muito importante quando a fonte alimenta equipamentos micro processados.

A ITI (*Information Technology Industry Concil* – Conselho da indústria de tecnologia da informação) [18], órgão estadunidense, define a chamada curva de tolerância de tensão de alimentação (mostrada na Figura 4.4), à qual os equipamentos "de tecnologia da informação" devem obedecer. Essa curva delimita três regiões no plano tensão c.a. de entrada versus tempo. A Região 1 é a região de funcionamento normal, dentro da qual os equipamentos devem ser capazes de operar continuamente. Ela abrange transientes de curtíssima duração ($t \approx 1\mu s$), tensões desde zero a 5 vezes a tensão nominal, e também o regime permanente (t >10s). Nela pode ser observado que o equipamento deve operar corretamente por tempo indefinido com tensões entre 90% e 110% da tensão nominal. Além disso, devem operar normalmente na ausência completa da tensão de entrada por até 20ms (pouco mais de um ciclo em 60Hz ou um ciclo em 50Hz), isto é, o *hold-up time* deve ser ≥ 20ms. A Região 2 é a região na qual não haverá danos ao equipamento, mas devido às tensões baixas, pode haver interrupção do funcionamento. A Região 3 é a região proibida, dentro da qual podem haver danos ao equipamento.

A Figura 4.5 ilustra um distúrbio típico na rede elétrica (oscilação subamortecida de baixa frequência), causado pela conexão de capacitores de correção de fator de potência no sistema elétrico. De acordo com os dados nessa figura, um equipamento que atende à curva CBEMA será danificado? Terá sua operação interrompida?

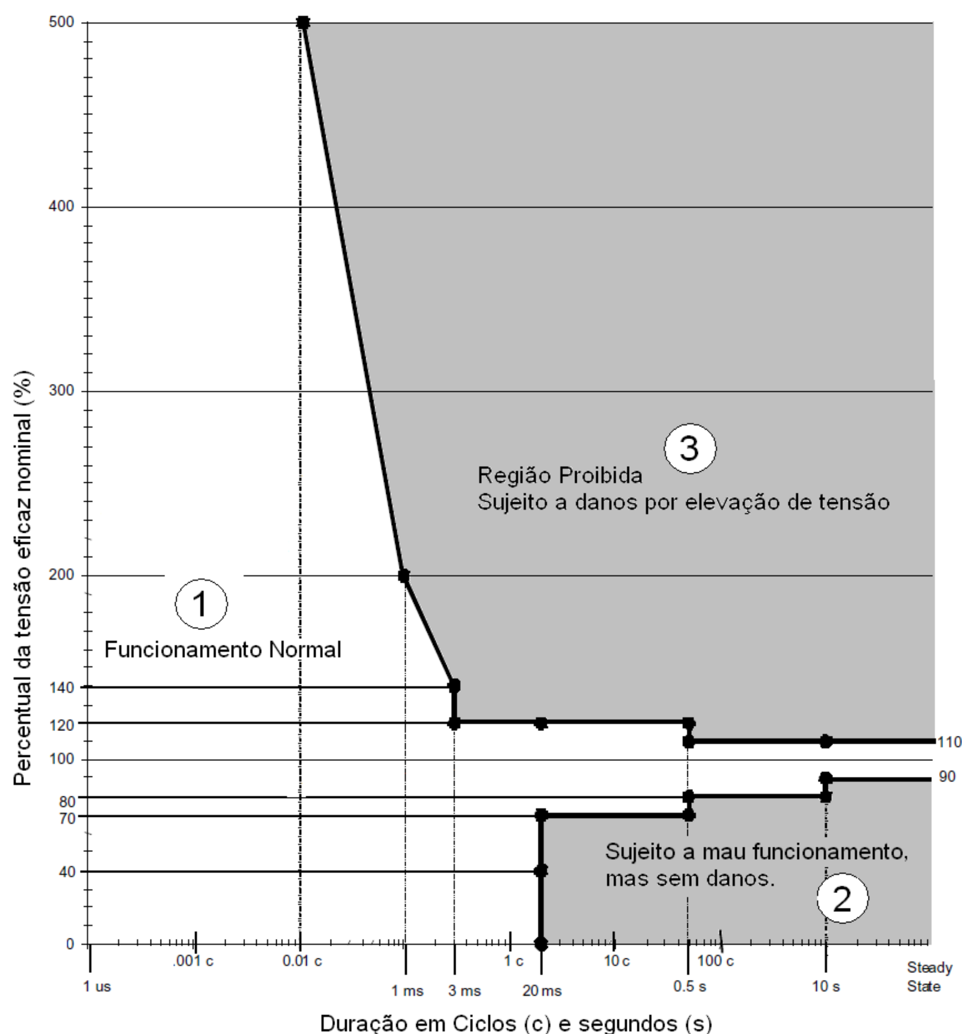


Figura 4.4 – Curva de tolerância de tensão de alimentação, aplicável a equipamentos monofásicos de 120Vrms /60Hz, revisada pela ITIC (antiga CBEMA –*Computer e Business Equipment Manufactures Association*), 2000.

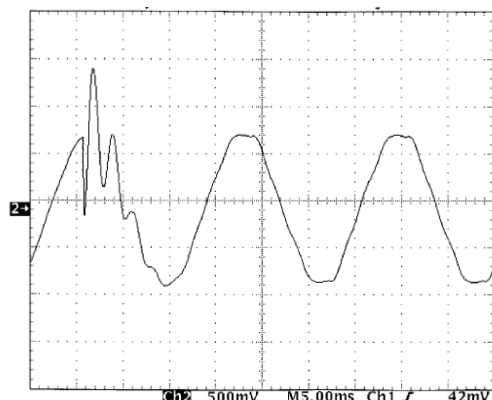


Figura 4.5 – Distúrbio oscilatório subamortecido de baixa frequência na rede elétrica, causado pela conexão de capacitores de correção de fator de potência no sistema. Escala vertical CH2: 100V/div.

4.3 – COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

A compatibilidade eletromagnética (EMC) de um equipamento eletrônico relaciona-se à emissão de e à susceptibilidade (imunidade) a sinais eletromagnéticos conduzidos ou irradiados. A interferência eletromagnética (EMI) ocorre quando há alteração no funcionamento de um equipamento em virtude de sinais eletromagnéticos emitidos por outro equipamento.

4.3.1 – Interferência Eletromagnética Conduzida (*Conducted* EMI)

É um parâmetro, medido em dBμV, que indica o nível de interferência eletromagnética injetada na rede elétrica. Deve estar de acordo com normas específicas (VDE, CISPR, FCC, IEC), sob pena da fonte causar problemas em outros equipamentos conectados na mesma rede. O filtro de entrada da fonte deve ser de boa qualidade. A faixa de frequências coberta pela norma CISPR, por exemplo, vai de 150kHz a 30MHz, e seus limites de valor de "quase-pico" e médio estão mostrados na Figura 4.6, juntamente com o espectro da EMI conduzida gerada por um equipamento.

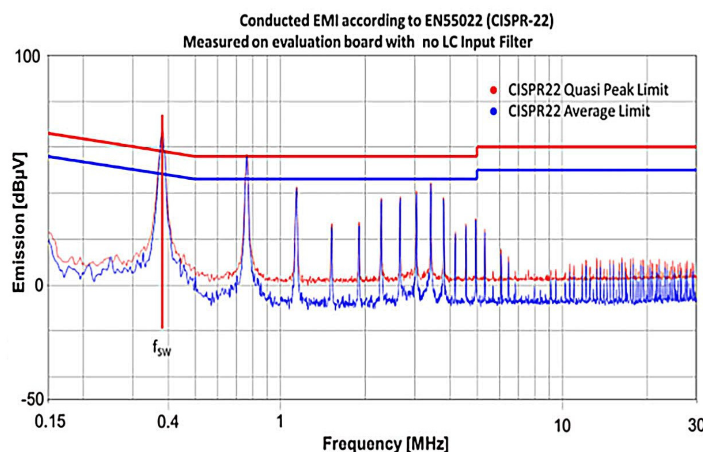


Figura 4.6 – EMI conduzida gerada por um equipamento

4.3.2– Interferência Eletromagnética Irradiada (*Irradiated* EMI):

É um parâmetro, medido em dBμV/m, que indica o nível de interferência eletro-magnética irradiada pela fonte, e deve estar de acordo com as normas, que cobrem frequências de 30MHz a 1GHz. A medição da EMI irradiada é feita com uma antena, e é apresentada de forma similar à da Figura 4.6. A fim de minimizar a EMI irradiada, devem-se tomar algumas precauções no *layout* do circuito. Todos os caminhos por onde circulam correntes com elevados *di/dt* ou que possuam elevados *dv/dt* devem ser bastante curtos. Os *di/dt* e *dv/dt* advindos do chaveamento devem ser reduzidos o máximo possível através de *snubbers* adequados, ou do ajuste adequado dos resistores de *gate* dos Mosfets e IGBTs. Medidas como blindagem do circuito são também muito comuns.

4.4 – FONTES DE ALIMENTAÇÃO LINEARES E FONTES CHAVEADAS

4.4.1 – Fontes Lineares

O diagrama em blocos de uma fonte linear convencional pode ser visto na Figura 4.7. Observa-se que a estrutura do circuito é simples. Um transformador efetua a redução da tensão da rede elétrica e ao mesmo tempo promove o isolamento elétrico entre os lados CC e CA. É importante lembrar que esse transformador opera na frequência da rede, ou seja, 60Hz. Isso implica que seu tamanho e peso são elevados, uma vez que, para dada potência, quanto menor a frequência de operação, maior o número de espiras e o volume de material ferromagnético necessários.

A tensão de saída do transformador é entregue a um retificador com filtro capacitivo. O capacitor

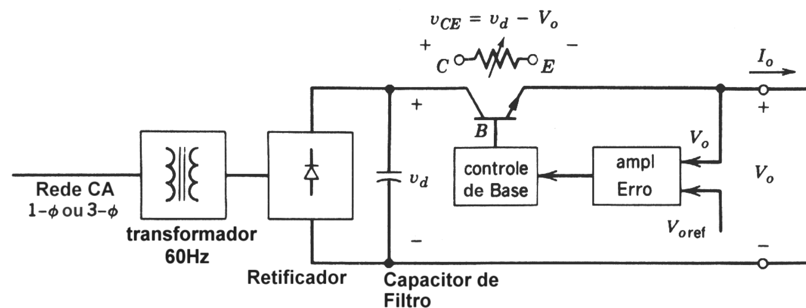


Figura 4.7 – Diagrama em blocos de uma fonte linear convencional.

deve possuir valor elevado o suficiente para não permitir que a tensão "caia" durante o intervalo de tempo entre os semiciclos da tensão retificada. A baixa frequência (120Hz) de operação implica num longo tempo de descarga do capacitor, que portanto deve possuir valor bastante elevado (e por isso grande volume). A tensão CC não regulada (v_d) obtida após a retificação e filtragem deve ser estabilizada e regulada para que a carga possa ser alimentada adequadamente. Na fonte linear, essa regulação é realizada por um transistor operando na região ativa (*linear*), ou seja, como um resistor variável (ver Figura 4.7). A tensão de saída *vo* é comparada com a tensão de referência vo_{ref}, e o circuito de controle ajusta a corrente de base de maneira que a queda de tensão v_{CE} no transistor seja tal que *vo* se iguale a vo_{ref}. A grande desvantagem é a elevada dissipação de potência no transistor, proporcional à corrente de saída e à diferença entre as tensões de entrada e de saída do estágio regulador. Por esse motivo, as fontes lineares possuem rendimento energético baixo (30 a 60%) e necessitam de grandes radiadores de calor, com o consequente aumento do volume do equipamento.

Por esses motivos, as fontes lineares são geralmente utilizadas somente em baixas potências (abaixo dos 2W, aproximadamente), onde seu custo as tornam atrativas, ou em laboratórios de ensaios, pois sua resposta dinâmica é melhor do que a da fonte chaveada.

4.4.2– Fontes Chaveadas

As fontes chaveadas utilizam conversores CC-CC chaveados para efetuarem a regulação da tensão de saída. Nos conversores chaveados, ao contrário das fontes lineares, os transistores operam nas regiões de corte e saturação, isto é, como uma chave, daí o nome "chaveadas". Desta forma, a dissipação de potência é bastante reduzida, pois quando a chave está aberta, a corrente é nula, e portanto a potência também o é. Quando a chave está fechada, há corrente circulando, mas não há queda de tensão na chave (idealmente), e portanto a potência também é nula.

A frequência com que os transistores dos conversores podem ser ligados e desligados, em outras palavras, a frequência de chaveamento é bastante elevada, muitas vezes superior à frequência da rede. Nas fontes chaveadas comerciais, esta frequência situa-se entre 10kHz e 1 MHz, tipicamente. Desta forma, o tamanho dos elementos de filtragem (indutores e capacitores) e do transformador pode ser drasticamente reduzido. Esse fato pode ser melhor compreendido através da seguinte comparação: dada certa quantidade de energia a ser convertida, pode-se fazê-lo em poucos ciclos por segundo, convertendo-se partes maiores de cada vez (baixa frequência); ou pode-se converter partes pequenas mais vezes por segundo (alta frequência). Como o valor dos elementos reativos (capacitivos e indutivos) está diretamente relacionado com a energia que podem armazenar, conclui-se que quanto maior a frequência, menor o tamanho necessário desses elementos.

Uma desvantagem da operação em alta frequência é a geração de interferência eletromagnética (EMI) conduzida e irradiada, que deve ser adequadamente controlada a fim de evitar problemas em outros equipamentos e também de forma a atender a normas específicas (VDE, FCC, IEC, CISPR).

❖ Diagrama em Blocos de uma Fonte de Alimentação Chaveada

A Figura 4.8 mostra a estrutura interna de uma fonte chaveada. Uma das diferenças mais evidentes em relação à fonte linear é a retificação direta da rede elétrica, sem a utilização de um transformador. Nota-se também a presença de um filtro de EMI, que tem por objetivo atenuar a radiação eletromagnética que poderia ser conduzida para a rede elétrica e causar interferência em outros equipamentos eletrônicos. A tensão CC obtida a partir da retificação direta da rede elétrica possui valor aproximadamente igual ao pico da tensão da rede, isto é, 180VCC (para 127Vrms) ou 311VCC (para 220Vrms). É comum a fonte possuir uma chave 127-220V, sendo que na posição 127 a tensão é retificada e dobrada, resultando em aproximadamente 350VCC, e na posição 220 a tensão é simplesmente retificada, resultando em aproximadamente 300VCC.

O estágio conversor CC-CC é que realmente faz a redução da elevada tensão retificada não regulada de entrada numa baixa tensão regulada na saída da fonte. Para tal, efetua o chaveamento em alta frequência da tensão de entrada, aplicando uma tensão "retalhada" no primário do transformador. No secundário do transformador esta tensão é novamente retificada e filtrada. Este conversor deve ser necessariamente do tipo isolado, isto é, possuir um transformador de isolamento, a fim de garantir a segurança dos equipamentos alimentados e principalmente das pessoas que dele fazem uso. Além de promover o isolamento elétrico, o transformador contribui na redução da tensão através da relação de espiras. É possível também obter-se várias tensões de saída introduzindo-se outros enrolamentos secundários no transformador.

Um estágio de realimentação (*feedback*) é utilizado para controlar a tensão na saída, fazendo a correção caso haja algum desvio (erro) do valor desejado. Para efetuar essa correção, esse estágio compara a tensão real (v_o) na saída da fonte com a tensão de referência (v_{oREF}), e varia a largura dos pulsos aplicados aos transistores de chaveamento de maneira a manter a saída constante, independente de variações da carga ou da tensão da rede CA. No caso da fonte possuir mais de uma saída, apenas uma delas pode ser regulada. Esse estágio também deve possuir isolamento elétrico com o lado primário, sendo normalmente utilizados pequenos transformadores de pulso ou foto-acopladores. A resposta transitória da fonte, isto é, a forma como a tensão de saída varia em resposta a distúrbios (variações da tensão de entrada, corrente de carga, etc.) depende do projeto e ajuste do estágio de realimentação, que deve atuar com a intensidade e a velocidade adequadas.

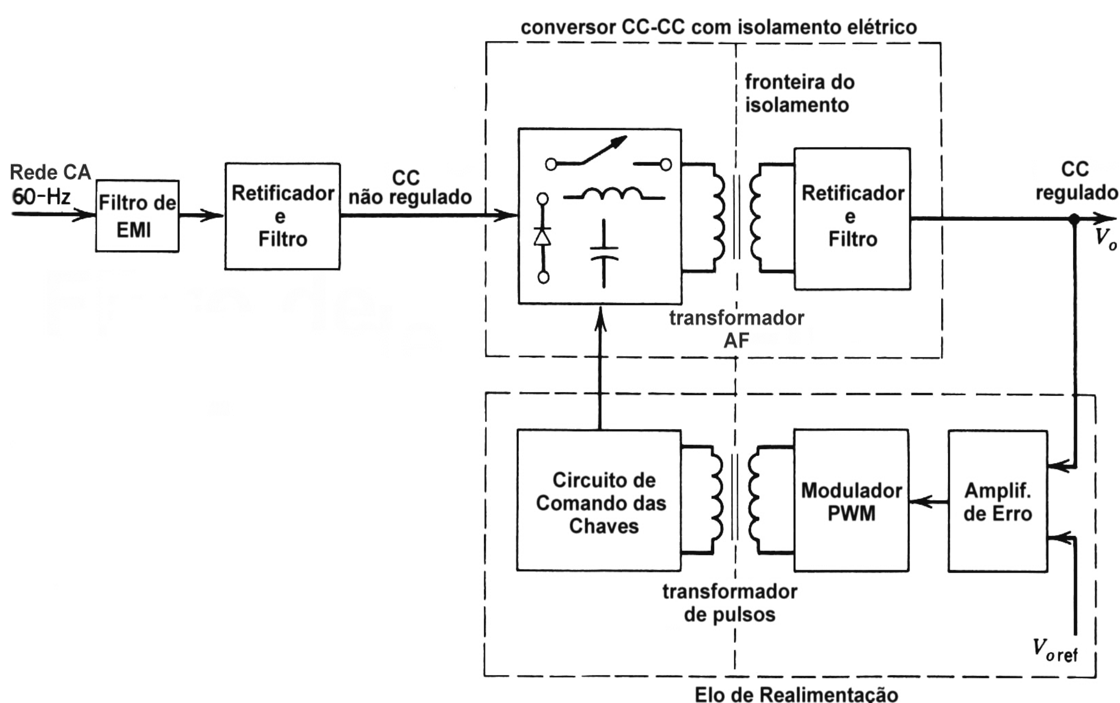


Figura 4.8 – Diagrama em blocos de uma fonte chaveada.

❖ Tipos de Fontes Chaveadas

A classificação da fonte chaveada depende do conversor CC-CC utilizado. Os tipos mais comuns de fontes com e sem isolamento elétrico são os seguintes:

Conversores com Isolamento Elétrico	Conversores sem Isolamento Elétrico
☑ *Fly-back* (a mais utilizada); ☑ *Forward*; ☑ *Push-Pull*; ☑ *Half Bridge* (Meia Ponte); ☑ *Full Bridge* (Ponte Completa);	☑ *Buck* (abaixador) ☑ *Boost* (elevador) ☑ *Buck-Boost* (abaixador-elevador)

Inicialmente, serão estudados os conversores CC-CC básicos sem isolamento. A análise desses conversores será feita com base nas seguintes premissas:

- O conversor é ideal, isto é, não possui perdas;
- O *ripple* da tensão de saída pode ser desprezado, isto é, a tensão de saída será considerada praticamente constante;
- Somente será analisado o comportamento do circuito em regime permanente, isto é, não será considerado o comportamento dinâmico dos conversores.

Como já informado anteriormente, os conversores estáticos possuem dois regimes (ou modos) de operação: regime contínuo, onde a corrente no indutor não chega a zero durante a operação, e o regime descontínuo, onde a corrente no indutor chega até zero. A característica estática de transferência (vo x D) dos conversores muda totalmente de um regime de condução para o outro. No modo contínuo, a tensão de saída do conversor (ideal) depende apenas da tensão de entrada e do ciclo de trabalho. Já no modo descontínuo, a tensão de saída depende também da carga, da frequência de operação, e de outros parâmetros, mesmo em um conversor ideal. Uma vantagem do modo descontínuo é que as chaves entram em condução com corrente nula, o que é vantajoso por reduzir as perdas por chaveamento. As deduções das equações utilizadas a seguir podem ser encontradas nas referências [2] e [3].

4.5 – Conversores CC-CC Chaveados com Filtragem e Sem Isolamento Elétrico

4.5.1 – Conversor *Buck* (abaixador de tensão)

O circuito do conversor *Buck* está mostrado na Figura 4.9 abaixo. Neste conversor a tensão de saída é sempre inferior à tensão de entrada. Pode-se observar que esse conversor é simplesmente um *chopper* de um quadrante com um filtro LC em sua saída. Esse filtro é do tipo passa-baixas, e tem como finalidade atenuar as oscilações de alta frequência resultantes do chaveamento. O diodo estabelece um caminho de retorno da corrente do indutor quando a chave está aberta (como o indutor funciona como uma "inércia" para a corrente, deve sempre haver um caminho para a circulação de sua corrente, caso contrário elevados picos de tensão podem ser gerados por ele, o que danificaria os demais componentes do circuito). A seguir são mostradas as etapas e as equações do conversor para os regimes contínuo e descontínuo.

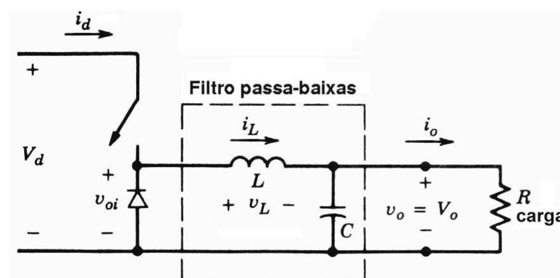


Figura 4.9 – O conversor *Buck*

A) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK* EM REGIME CONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \leq t < t_{on}$)

O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação (Vd-Vo)/L. O capacitor, o indutor e a carga recebem energia da fonte de entrada Vd.

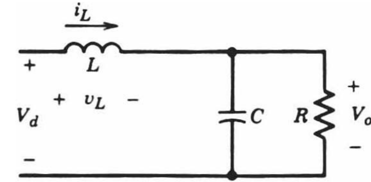


Figura 4.10 – Etapa 1: chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \leq t < T$)

A corrente do indutor é mantida através do diodo. O indutor se descarrega auxiliando o capacitor a manter a tensão na carga.

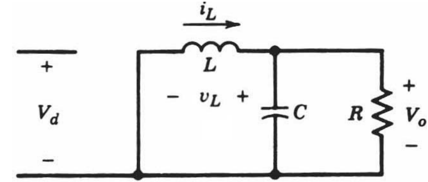


Figura 4.11 – Etapa 2: chave aberta

Formas de onda:

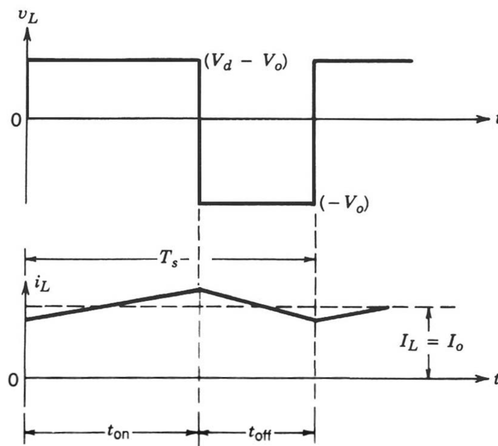


Figura 4.12 – Tensão no indutor (no alto) e corrente no indutor do conversor *Buck* operando em condução contínua.

A ondulação da corrente no indutor mostrada na Figura 4.12 (Δi_L) pode ser encontrada aplicando-se a expressão fundamental $v_L = L di/dt$ à primeira ou à segunda etapa de funcionamento. Na primeira etapa, $v_L = Vd - Vo$, e a duração da etapa é t_{on}. Assim:

$$v_L = L\frac{di_L}{dt} \Rightarrow V_d - V_o = L\frac{di_L}{dt}.$$

Integrando-se ambos os lados, obtém-se:

$$\int (V_d - V_o)dt = \int L\frac{di_L}{dt}dt = L\int di_L = L \cdot i_L(t)$$

Desenvolvendo-se a integral, obtém-se

$$\frac{(V_d - V_o)}{L}t + c = i_L(t).$$ Em t=0, $i_L = i_L(0)$ e assim $c = i_L(0)$.

Lembrando que $t_{on} = D \cdot T_s$ Δi_L pode ser encontrada por:

$$\Delta i_L = i_L(t_{on}) - i_L(0) = \frac{V_d - V_o}{L}DT_s.$$

Para se encontrar a tensão de saída do conversor *Buck* em regime permanente, pode-se aplicar a propriedade de que, nesta situação, a tensão média no indutor é nula. Observando a forma de onda da tensão no indutor apresentada na Figura 4.12, pode-se escrever:

$$(V_d - V_o)t_{on} - V_o(T - t_{on}) = 0, \quad \Rightarrow V_d t_{on} - V_o t_{on} - V_o T + V_o t_{on} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{t_{on}}{T}V_d = DV_d. \tag{4.3}$$

isto é, a tensão de saída é igual à tensão de entrada vezes o ciclo de trabalho (note a semelhança com a tensão média de saída de um *chopper* de um quadrante). É interessante observar que, nesse modo de condução, a tensão de saída depende apenas do ciclo de trabalho e da tensão de entrada.

A Figura 4.13 apresenta a característica estática de transferência do conversor *Buck* operando em condução contínua.

Obs.: No Conversor *Buck*, a corrente média I_L no indutor é igual à corrente de carga I_O, uma vez que a corrente *média* no capacitor é zero. Observe o nó RLC na Figura 4.9.

Equações do conversor *Buck* em regime contínuo:

$V_o = D \cdot V_d$ onde: $D = \frac{t_{ON}}{T}$ (ciclo de trabalho)

$\Delta i_L = \frac{V_d - V_o}{L} \cdot t_{ON}$ (Δi_L = *ripple* da corrente no indutor)

$\Delta v_o = \frac{V_o}{8} \cdot \frac{T_s^2(1-D)}{LC}$ (*ripple* da tensão de saída)

$i_{L\max} = I_O + \frac{\Delta i_L}{2}$ (valor de pico da corrente no indutor)

$I_S = I_L \cdot D$ (valor médio da corrente na chave)

$I_D = I_L \cdot (1-D)$ (valor médio da corrente no diodo)

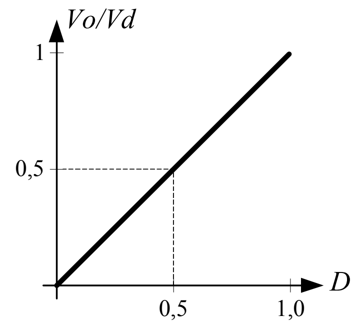


Figura 4.13 – Característica de transferência do conversor *Buck* em condução contínua.

B) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK* EM REGIME DESCONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \le t < t_{on}$)
O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação (*Vd-Vo*)/*L*. O capacitor, o indutor e a carga recebem energia da fonte de entrada *Vd*.

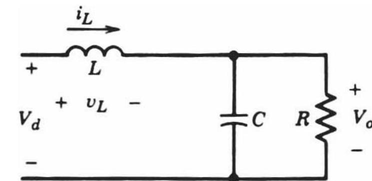


Figura 4.14 – Etapa 1: chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \le t < t_2$)
A corrente no indutor é mantida através do diodo. O indutor se descarrega auxiliando o capacitor a manter a tensão na carga. Esta etapa dura até que a corrente no indutor chega a zero em $t=t_2$.

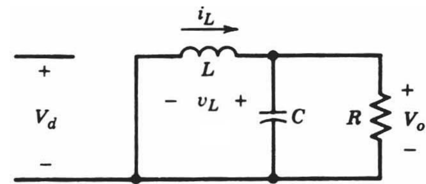


Figura 4.15 - Etapa 2: chave aberta

Etapa 3: *Chave aberta e indutor descarregado* ($t_2 \le t < T$)
A energia armazenada no indutor esgotou-se e portanto somente o capacitor mantém a tensão na carga. O diodo fica bloqueado.

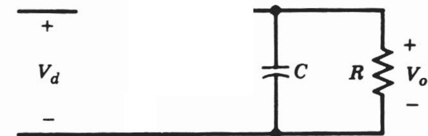


Figura 4.16 - Etapa 3: chave aberta e i_L=0

Equações do conversor *Buck* em modo descontínuo:

Conhecendo-se *Io* (vide [3]):

$$V_O = V_d \cdot \frac{D^2}{D^2 + \frac{2 \cdot I_O \cdot L}{Ts \cdot V_d}} \quad (4.4)$$

Conhecendo-se a carga R (vide [2]):

$$V_O = V_d \cdot \frac{2 \cdot D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8 \cdot L}{Ts \cdot R}}} \quad (4.5)$$

$$i_{L\max} = \Delta i_L = \frac{(V_d - V_o)}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (4.6)$$

Formas de onda – conversor *Buck* - modo descontínuo

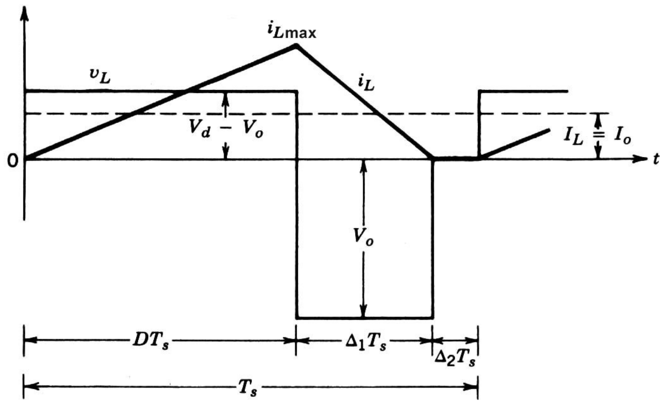


Figura 4.17 – Tensão e Corrente no indutor do conversor *Buck* em modo descontínuo.

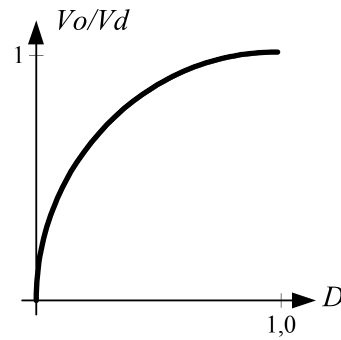


Figura 4.18 – Característica de transferência do conversor *Buck* em condução descontínua para *Io* constante e *D* variável.

A Figura 4.18 apresenta um esboço da característica estática de transferência do conversor *Buck* em condução descontínua. É interessante observar que nesse modo de condução a tensão de saída depende da corrente de carga, além do ciclo de trabalho, da tensão de entrada e até da frequência de chaveamento, como indica a equação de *Vo* (4.4).

C) FRONTEIRA ENTRE OS REGIMES CONTÍNUO E DESCONTÍNUO DO CONVERSOR *BUCK*: CONDUÇÃO CRÍTICA

Na condução crítica, a corrente no indutor apenas "encosta" no eixo zero e volta a crescer, conforme mostra a Figura 4.19. Observa-se que se a corrente média no indutor for inferior ao valor que ocorre na condução crítica, mostrado na Figura 4.19, o regime de condução será descontínuo. A este valor mínimo de corrente no indutor abaixo do qual a condução passa a ser descontínua damos o nome corrente crítica (I_{LC}). A corrente média no indutor do conversor *Buck* depende apenas da corrente de carga, já que a corrente média no capacitor é zero, i.e. I_L=I_o.

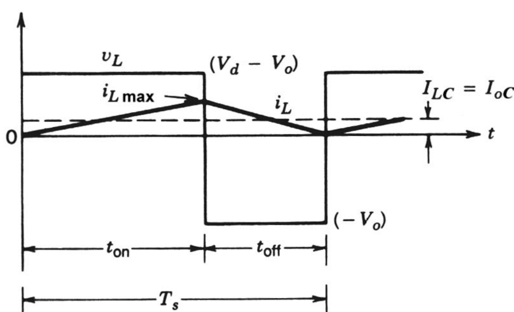


Figura 4.19 – Tensão e corrente no indutor: condução crítica.

É possível mostrar que na condução crítica a corrente média no indutor é igual à metade de seu valor máximo, ou seja:

$$I_{LC} = \frac{\Delta i_L}{2}$$

Substituindo-se o valor de Δi_L apresentado anteriormente obtém-se:

$$I_{LC} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (V_d - V_o) \qquad (4.7)$$

Para se determinar o regime de condução, é preciso verificar se a corrente média no indutor é maior ou menor que o valor crítico:

$$\begin{cases} \text{se } I_L > I_{LC} \Rightarrow \text{Condução contínua;} \\ \text{se } I_L = I_{LC} \Rightarrow \text{Condução crítica;} \\ \text{se } I_L < I_{LC} \Rightarrow \text{Condução descontínua.} \end{cases}$$

D) Tensão De Saída em Função da Corrente De Carga (*Vo* vs. *Io*)

A Figura 4.20 ilustra o comportamento da tensão de saída do conversor *Buck* em função da corrente de carga (para D constante). Observa-se que, em condução descontínua, Vo tende a ser maior do que seria na condução contínua, considerando-se o mesmo D em ambos os casos. Uma forma de se compreender esse fenômeno é pela análise da Figura 4.17, onde se observa que, em regime descontínuo, o intervalo de tempo de descarga do indutor ($=\Delta_1 T_s$) é menor do que aquele na condução contínua ($= \Delta_1 T_s + \Delta_2 T_s = t_{off}$). Fazendo-se $\overline{v}_L = 0$ na Figura 4.17 (condução descontínua), obtém-se:

$$\overline{v}_L = (V_d - V_o)t_{on} - V_o \Delta_1 T_s = 0\,.$$

Explicitando-se Vo, encontra-se

$$V_o = V_d \frac{t_{on}}{t_{on} + \Delta_1 T_s}\,, \qquad (4.8)$$

que mostra que quanto menor o intervalo $\Delta_1 T_s$, maior será V_o, i.e., quanto mais cedo a corrente chegar a zero, (devido a uma menor corrente na carga), maior será Vo.

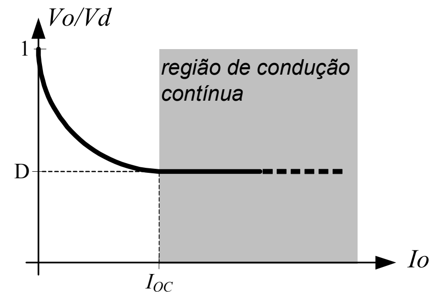


Figura 4.20 – Característica de transferência do conversor *Buck* em função da corrente de carga.

Conclusões: Existe um limite inferior da corrente de carga do conversor *Buck*, chamado I_{LC}, abaixo do qual o regime de condução passa a ser descontínuo. Uma vez nesse regime, a tensão de saída passa a depender da corrente carga e de outros parâmetros, e a tensão de saída tende a se elevar em relação ao caso contínuo com o mesmo D. Além disso, observa-se que, em condução descontínua, Vo diminui significativamente à medida que Io cresce, o que não ocorre na condução contínua. Isso pode ser interpretado como um aumento da impedância de saída do conversor quando em condução descontínua.

E) Projeto do Indutor para V_o constante e V_d variável – Conversor *BUCK*

Em muitas situações, é necessário manter a tensão de saída do conversor constante, mesmo com a variação da tensão de entrada. Para isso, o ciclo de trabalho deve ser variado. Com a variação de D, o valor crítico da corrente de saída é também alterado, podendo levar o conversor indesejadamente à condução descontínua. Substituindo-se na expressão (4.7) o valor de $V_d = V_o/D$ e lembrando que $I_O = I_L$, obtém-se:

$$I_{OC} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{V_o}{D} - V_o\right) \Rightarrow I_{OC} = \frac{V_o(1-D)T_s}{2L}\,. \qquad (4.9)$$

Essa expressão mostra que I_{OC} cresce com a redução do ciclo de trabalho (aumento da tensão de entrada). Se o projeto requerer condução contínua em toda a faixa de operação, então o indutor deve ser escolhido de modo que resulte $I_{O\min} > I_{OC}\ \forall\ D$. Isto implica em calcular-se $L_{\min}$ na situação de menor D (maior V_d).

A Figura 4.21 ilustra graficamente o comportamento indicado na expressão (4.9), com D variando desde zero até um. O valor máximo de I_{OC} (que ocorre para D=0) está também indicado.

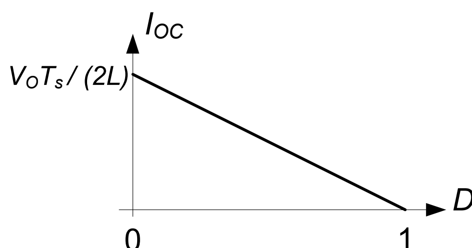


Figura 4.21 – I_{OC} vs. D com Vo constante.

- Exemplo de projeto:

a) $0{,}2\text{A} < I_O < 1{,}0\text{A}$; $0{,}4 < D < 0{,}7$ (para manter Vo); deseja-se condução contínua em toda a faixa de operação.

Para que se tenha sempre condução contínua, determina-se o indutor de modo que $I_{OC}<0{,}2\text{A}$ para D=0,4, que é o ponto onde se tem o maior I_{OC} na faixa de variação de D.

4.5.2 – Conversor *Boost* (elevador de tensão)

O circuito de potência do conversor *Boost*, também conhecido como elevador ou *step-up* está mostrado na Figura 4.22 abaixo.

Neste conversor, a tensão de saída é sempre maior do que a tensão de entrada. Como pode ser observado nas etapas de funcionamento, o indutor fica em série com a fonte de entrada, e sua tensão induzida soma-se à tensão da fonte de entrada quando a chave abre.

A seguir serão mostradas as etapas e as equações do conversor para os regimes contínuo e descontínuo de funcionamento.

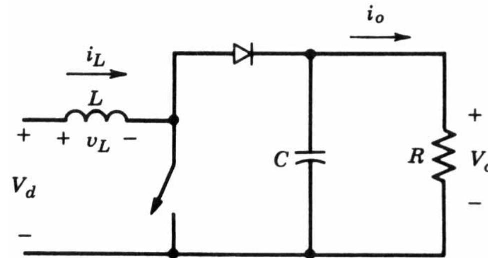


Figura 4.22 – O conversor Boost

A) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* EM REGIME CONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \leq t < t_{on}$)

O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação *Vd* / *L*. O capacitor mantém a tensão na carga.

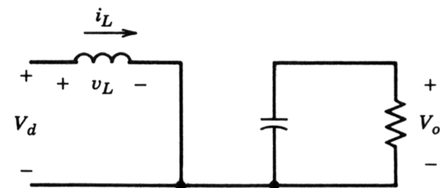


Figura 4.23 – Chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \leq t < T$)

Quando a chave abre, para manter a continuidade da corrente, o indutor gera uma f.c.e.m. que polariza diretamente o diodo. A energia do indutor é transferida para a carga. A tensão no indutor fica em série com a tensão da fonte *Vd*, somando-se a ela, e a tensão *Vo* fica maior do que *Vd*.

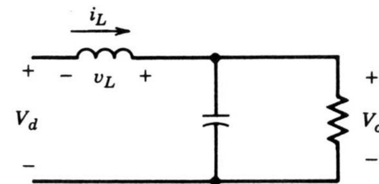


Figura 4.24 – Chave aberta

Equações:

$$V_o = V_d \cdot \frac{1}{1-D}$$ onde: $D = \frac{t_{ON}}{T}$ (ciclo de trabalho)

$$\Delta i_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{ON}$$ (Δi_L = *ripple* da corrente no indutor)

$$\Delta V_o = V_o \cdot \frac{D \cdot T_s}{R \cdot C}$$ (*ripple* da tensão de saída)

$$i_{L\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$ (valor máximo da corrente no indutor)

$$I_L = \frac{I_O}{(1-D)}$$ onde *Io* é a corrente de saída e I_L é a corrente média no indutor

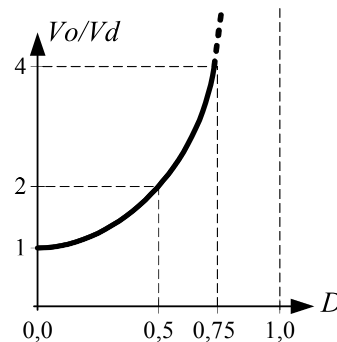


Figura 4.25 – Característica estática de transferência do conversor *Boost* em operando em condução contínua.

Formas de Onda – Conversor *Boost* – Condução Contínua:

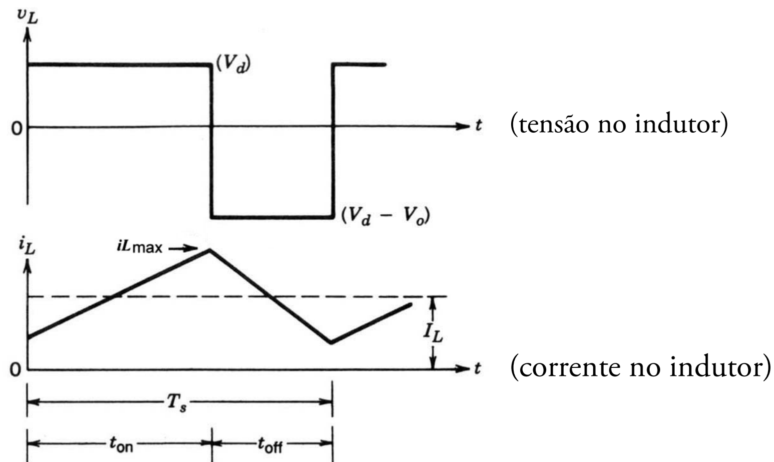


Figura 4.26 – Tensão e corrente no indutor do conversor *Boost* em condução contínua.

B) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* EM REGIME DESCONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \leq t < t_{on}$)
O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação *Vd/L*. O capacitor mantém a tensão na carga.

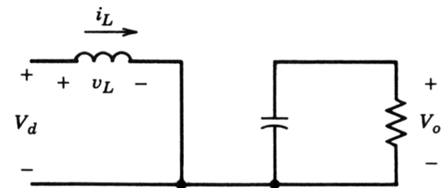


Figura 4.27 – Chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \leq t < t_2$)
Quando a chave abre, para manter a continuidade da corrente, o indutor gera uma f.c.e.m. que polariza diretamente o diodo. A energia do indutor é transferida para a carga. A tensão no indutor fica em série com a tensão da fonte *Vd*, e a tensão *Vo* fica maior do que *Vd*. Esta etapa dura até que a energia no indutor se esgote em $t = t_2$ (e $i_L = 0$).

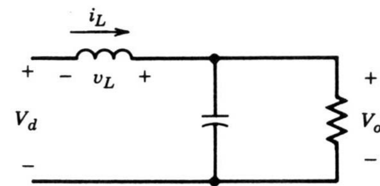


Figura 4.28 – Chave aberta

Etapa 3: *Chave aberta e indutor descarregado* ($t_2 \leq t < T$)
A energia armazenada no indutor esgota-se antes do ligamento do transistor e portanto somente o capacitor mantém a tensão na carga. O diodo fica bloqueado.

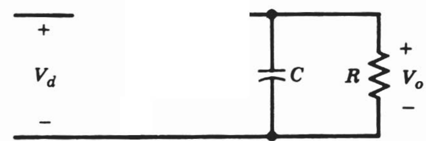


Figura 4.29 – Chave aberta e i_L=0

Tensão de saída em modo descontínuo:

$$V_O = \frac{D^2 \cdot Ts}{2 \cdot L \cdot I_O} \cdot V_d^2 + V_d \qquad (4.10)$$

É importante observar que a tensão de saída do conversor, quando em modo descontínuo, depende inversamente da corrente de carga. De acordo com a expressão (4.10), se a corrente de carga for zero, isto é, se a resistência de carga for desconectada, a tensão de saída do conversor *Boost* tenderá a infinito. Num conversor real, entretanto, devido às perdas nas chaves e no indutor, a tensão atinge um valor finito mas bastante elevado, podendo levar os componentes à destruição.

Formas de onda:

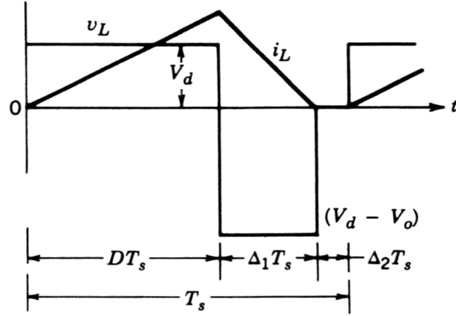


Figura 4.30 – Tensão e Corrente no indutor do Conversor Boost em condução descontínua

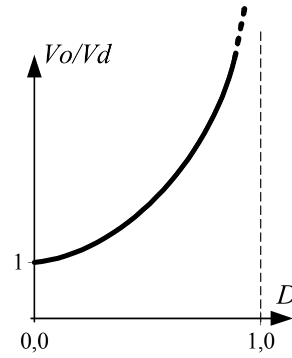


Figura 4.31 – Característica estática de transferência do conversor Boost em condução descontínua.

C) FRONTEIRA ENTRE OS REGIMES CONTÍNUO E DESCONTÍNUO DO CONVERSOR *BOOST*: CONDUÇÃO CRÍTICA

Na condução crítica, a corrente no indutor se anula em um único instante e volta a crescer, conforme mostra a Figura 4.32. Observa-se que se a corrente média no indutor for inferior ao valor que ocorre na condução crítica, como mostrado na Figura 4.32, o regime de condução será descontínuo. A este valor mínimo de corrente média no indutor abaixo do qual a condução passa a ser descontínua dá-se o nome de corrente crítica (I_{LC}). É possível mostrar que na condução crítica a corrente média no indutor é igual a metade de seu valor máximo, ou seja:

$$I_{LC} = \frac{\Delta i_L}{2}.$$

Substituindo o valor de Δi para o conversor Boost apresentado dado anteriormente obtém-se:

$$I_{LC} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot V_d.$$

ou, em função de Vo:

$$I_{LC} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot V_O \cdot (1 - D). \qquad (4.11)$$

É conveniente lembrar que no conversor Boost a corrente média no indutor e a corrente média na carga não são iguais, e se relacionam através da equação:

$$I_O = I_L \cdot (1 - D), \qquad (4.12)$$

e desta forma pode-se escrever:

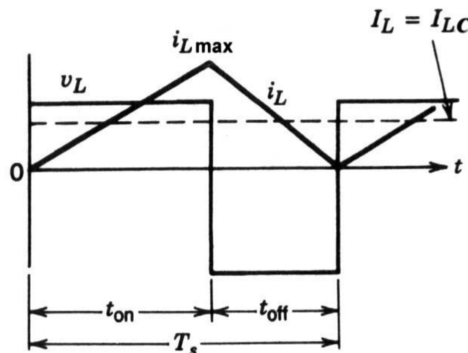


Figura 4.32 – Tensão e corrente no indutor: condução crítica

$$I_{OC} = I_{LC} \cdot (1 - D) \Rightarrow I_{OC} = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot V_O \cdot (1 - D)^2 . \qquad (4.13)$$

onde I_{OC} representa o valor de corrente *de saída* abaixo da qual a condução passará a ser descontínua.

D) Tensão De Saída em Função da Corrente De Carga (*Vo* vs. *Io*)

A Figura 4.33 mostra graficamente o comportamento da tensão de saída do conversor Boost em função da corrente de carga. Observa-se que para *D* constante, *Vo* tende a se elevar à medida que a corrente de carga cai abaixo do valor crítico e a condução torna-se descontínua.

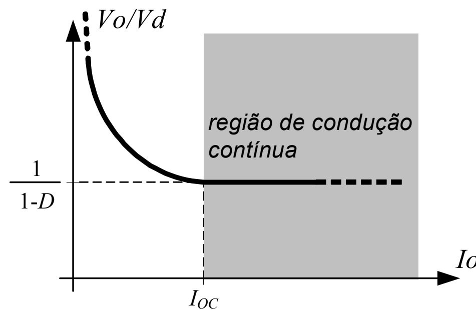


Figura 4.33 – Característica de transferência do conversor Boost em função da corrente de carga.

E) Projeto do valor do Indutor para *Vo* constante e *Vd* variável – Conversor *Boost*

Em muitas situações, é necessário manter a tensão de saída do conversor Boost constante, mesmo com a variação da tensão de entrada. Para isso, o ciclo de trabalho deve ser variado. Com a variação de *D*, o valor crítico da corrente de saída I_{OC} é alterado, podendo levar o conversor indesejadamente à condução descontínua.

O valor máximo de I_{OC} na expressão (4.13) pode ser encontrado estudando-se o comportamento do termo $D(1\text{-}D)^2$ que aparece nessa expressão. Esse é um polinômio de grau três, que é mais bem visualizado expandindo-o: $D^3\text{-}2D^2\text{+}D$. Encontra-se o ponto de máximo estudando-se o sinal da derivada primeira desse polinômio: $2D^2\text{-}4D\text{+}1$, que possui zeros em D=1 e em D=1/3. O ponto de máximo ocorre em D=1/3, pois nesse ponto o sinal da derivada muda de positivo para negativo. O valor máximo é então:

$$D(1 - D)^2\Big|_{D=1/3} = \frac{1}{3}\left(1 - \frac{1}{3}\right)^2 = \frac{4}{27}\text{, e assim, em (4.13) obtém-se } I_{OC\max} = \frac{2}{27}\frac{V_o \cdot T_s}{L} . \qquad (4.14)$$

Em (4.13) I_{OC} cresce entre D=0 e D=1/3, e decresce no restante da faixa, como ilustra a Figura 4.34. Se o projeto requerer condução contínua em toda a faixa de operação, então o indutor mínimo deve ser escolhido para o ciclo de trabalho que leva ao maior I_{OC}, de modo que nesse ponto ainda se tenha $I_O > I_{OC\max}$.

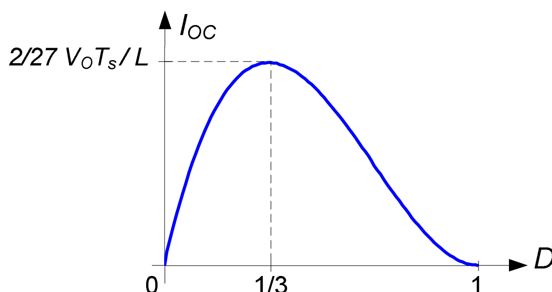


Figura 4.34 – Variação de I_{OC} com o ciclo de trabalho para *Vo* constante no conv. *Boost*, de acordo com (4.14).

- Exemplos de situações de projeto do indutor:

a) 0,2A < I_O < 1,0A; 0,4 < D < 0,7 (*Vo*=constante)
Para condução contínua, determina-se o indutor de modo que I_{OC}<0,2A para D=0,4, que é o ponto onde se tem o maior I_{OC} possível na faixa dada.

b) 0,2A < I_O < 1,0A; 0,2 < D < 0,5 (*Vo*=constante)
Para condução contínua, determina-se o indutor de modo que I_{OC}<0,2A para D=1/3, que é o ponto onde se tem o maior I_{OC} possível na faixa dada.

4.5.3– Conversor *Buck-Boost* (abaixador/elevador e Inversor de polaridade)

O circuito do conversor *Buck-Boost* está mostrado na Figura 4.35. Neste conversor, a tensão de saída pode ser maior ou menor do que a tensão de entrada, dependendo do valor do ciclo de trabalho D. É interessante notar que a tensão de saída possui polaridade contrária à de entrada. A forma de onda da tensão de saída do conversor *Buck-Boost* está mostrada na Figura 4.36.

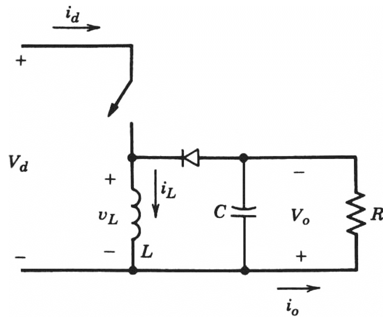


Figura 4.35 – O Conversor *Buck-Boost*

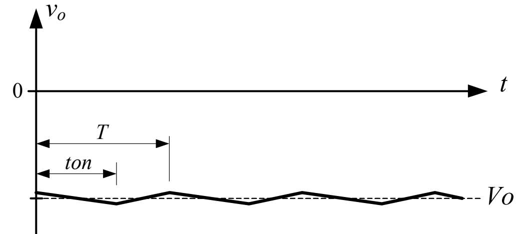


Figura 4.36 – Tensão de saída típica do conversor *Buck-Boost*.

A seguir são mostradas as etapas e as equações do conversor *Buck-Boost* para os regimes contínuo e descontínuo de condução.

A) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK-BOOST* EM REGIME CONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \leq t < t_{on}$)
O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação Vd/L. O capacitor mantém a tensão na carga.

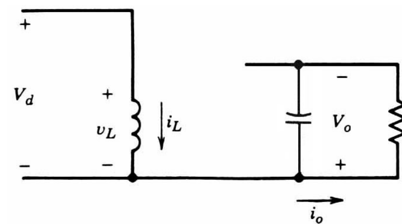


Figura 4.37 – Chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \leq t < T$)
A corrente do indutor é mantida através do diodo. O indutor se descarrega auxiliando o capacitor a manter a tensão na carga. Note que o sentido da corrente forçada pelo indutor carrega o capacitor com tensão negativa em relação à fonte de entrada.

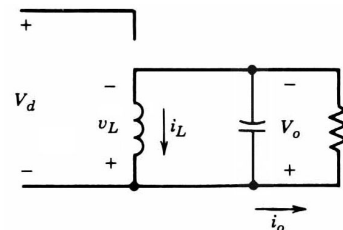


Figura 4.38 – Chave aberta

Equações – Conversor *Buck-Boost* – Modo Contínuo:

$$|V_o| = V_d \cdot \frac{D}{1-D}$$ (tensão de saída em condução contínua)

$$\Delta i_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{ON}$$ (*ripple* da corrente no indutor)

$$\Delta V_o = V_o \cdot \frac{D \cdot T_s}{R \cdot C}$$ (*ripple* da tensão de saída)

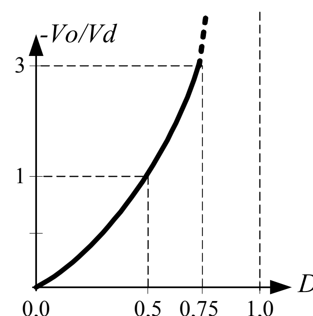


Figura 4.39 – Característica estática de transferência do conversor *Buck-Boost* em condução contínua.

B) OPERAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK-BOOST* EM REGIME DESCONTÍNUO:

Etapa 1: *Chave fechada* ($0 \leq t < t_{on}$)
O diodo fica inversamente polarizado, e a corrente no indutor cresce linearmente com inclinação *Vd*/L. O capacitor mantém a tensão na carga.

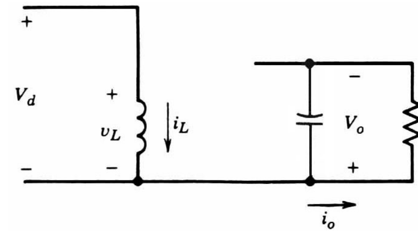


Figura 4.40 – Chave fechada

Etapa 2: *Chave aberta* ($t_{on} \leq t < t_2$)
A continuidade da corrente do indutor é mantida através do diodo. O indutor se descarrega auxiliando o capacitor a manter a tensão na carga. Note que o sentido da corrente forçada pelo indutor carrega o capacitor com tensão negativa em relação à fonte de entrada. Esta etapa termina em t=t_2.

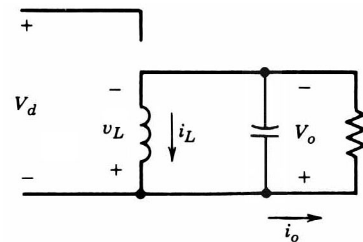


Figura 4.41 – Chave aberta

Etapa 3: Chave aberta e indutor descarregado ($t_2 \leq t < T$)
A energia armazenada no indutor esgotou-se em t=t_2 e portanto somente o capacitor mantém a tensão na carga. O diodo fica bloqueado.

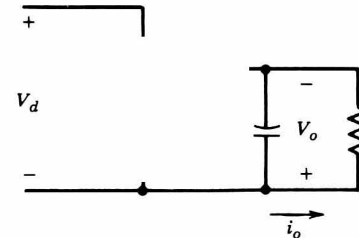


Figura 4.42– Chave aberta e i_L=0

Equações: $V_o = V_d \cdot D \cdot \sqrt{\dfrac{Ts \cdot R}{2 \cdot L}}$ onde, substituindo-se *R*=*Vo*/*Io*=,obtém-se: $V_o = \dfrac{D^2 \cdot V_d^2 \cdot T_s}{2 \cdot L \cdot I_o}$.

C) Fronteira entre os regimes contínuo e descontínuo: Condução Crítica (Conversor *Buck-Boost*)

Como nos conversores anteriores, na condução crítica a corrente no indutor apenas "encosta" no eixo zero e volta a crescer. O valor médio da corrente no indutor na condução crítica é chamado I_{LC}. Se a corrente média no indutor for inferior a I_{LC}, a condução será descontínua, do contrário será contínua. O valor de I_{LC} é dado por (ver Figura 4.32, a mesma do conversor Boost):

$$I_{LC} = \frac{\Delta i_L}{2}.$$

Substituindo-se a equação de ΔI do conversor *Buck-Boost* obtém-se:

$$I_{LC} = \frac{T_s \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot D.$$

Igualando-se as potências de entrada e de saída do conversores e efetuando-se algumas substituições, concluímos que:

$$I_L = \frac{|I_O|}{1-D}.$$

E assim podemos escrever:

$$I_{OC} = \frac{T_s \cdot V_d}{2 \cdot L} \cdot D(1 - D) .$$

onde I_{OC} é a *corrente mínima de carga* abaixo da qual a condução passa a ser descontínua.

D) Tensão De Saída em Função da Corrente De Carga (*Vo* vs. *Io*)

A Figura 4.43 mostra graficamente o comportamento da tensão de saída do conversor *Buck-Boost* em função da corrente de carga. Observa-se que para *D* constante, *Vo* tende a se elevar à medida que a corrente de carga cai abaixo do valor crítico e a condução torna-se descontínua.

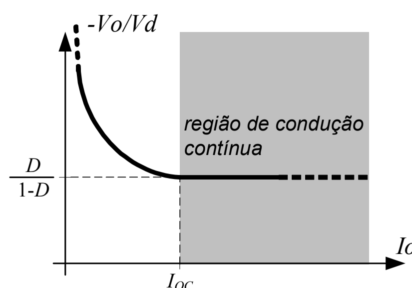


Figura 4.43 – Característica de transferência do conversor Buck-Boost em função da corrente de carga.

4.6 – Conversores CC-CC Chaveados com Filtragem e com Isolamento elétrico

4.6.1 – Modelo do Transformador

Como mencionado anteriormente, as fontes chaveadas utilizam um transformador para promover o isolamento elétrico entre os lados de entrada e de saída, e também contribuir na redução (ou elevação) da tensão através da relação de espiras. Esse transformador opera em alta frequência, o que favorece a redução de seu tamanho e peso. Os conversores isolados podem ser divididos basicamente em duas classes:

- Aqueles que utilizam somente a parte positiva (quadrante I) da curva de magnetização do núcleo (*Fly-Back* e Forward);
- Aqueles que utilizam toda a curva de magnetização, ou seja os quadrantes I e III: Push-Pull, Meia Ponte, Ponte Completa.

Os transformadores dos conversores da primeira classe tendem a ser maiores devido à utilização de somente a metade da excursão do fluxo magnético que é possível no material. A Figura 4.44 ilustra a curva de magnetização típica de um material ferromagnético. Nesse gráfico, *H* representa a intensidade do campo magnético, que depende do número de espiras *N*, da intensidade da corrente *i* e do comprimento das linhas de campo *l* (perímetro do circuito magnético), de acordo com a relação

$$H = \frac{N \cdot i}{l} . \tag{4.15}$$

Ao ser percorrida por uma corrente, haverá uma maior ou menor quantidade de linhas de campo produzidas por unidade de área no núcleo, dependendo do material, isto é, haverá maior ou menor densidade de campo *B*, em webers por metro quadrado (Wb/m^2) ou Tesla (T), de acordo com a relação

$$B = \mu_r \mu_0 H , \tag{4.16}$$

onde $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m é a permeabilidade magnética do vácuo;

μ_r é a permeabilidade relativa do material, isto é, $\mu = \mu_r * \mu_0$.

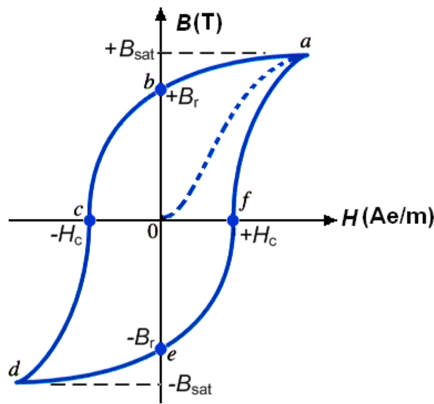


Figura 4.44 – Curva típica de magnetização de um material ferromagnético.

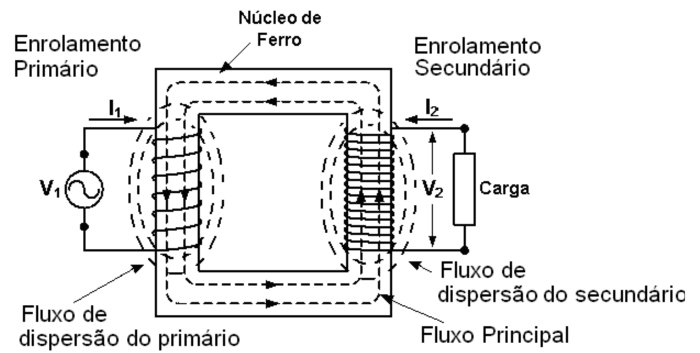


Figura 4.45 – Esquema de um transformador de dois enrolamentos. O fluxo magnético principal e o fluxo de dispersão estão indicados.

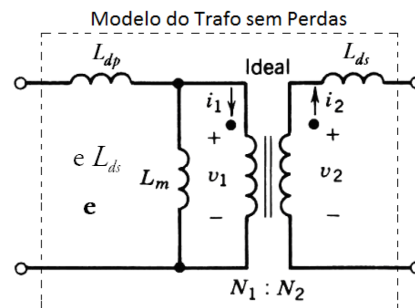


Figura 4.46 – Modelo do transformador de dois enrolamentos (sem perdas) com a indicação das indutâncias de dispersão e da indutância de magnetização. O transformador ideal está também mostrado.

Nos materiais ferromagnéticos, a permeabilidade relativa é da ordem de 10^4 para as ligas de aço-silício, $2{\cdot}10^3$ para as ferrites e apenas de 10^1 a 10^2 para o pó de ferro (*iron powder*).

Na curva de magnetização genérica, (Figura 4.44), partindo-se da situação onde o material está totalmente desmagnetizado (B=0), ao se elevar a corrente na bobina (e assim também o valor de H), a densidade de campo B produzido eleva-se inicialmente de forma relativamente íngreme. Entretanto, quando B se aproxima do valor máximo chamado B_{sat}, a variação de B já não acompanha mais o crescimento de H, sendo necessário um grande aumento em H para haver um pequeno aumento em B. Nessa região, chamada região de saturação, a permeabilidade do material é muito pequena, aproximando-se da permeabilidade do ar. Ainda na Figura 4.44, ao se reduzir a corrente a partir de uma valor máximo positivo (ponto *a*), B não se comporta mais da mesma forma que no caminho 0-*a*. Devido à persistência de alguns domínios magnéticos[14] do material em permanecer orientados na mesma direção, quando a corrente retorna a zero (H=0), ainda existe campo no material, chamado campo remanente (*Br*). Para levar B a zero é preciso aplicar corrente no sentido inverso, levando H a assumir o valor chamado força coercitiva (*Hc*) (ponto *c* na figura). Elevando-se a corrente em direção negativa, B percorre o caminho *c-d*, atingindo o valor de saturação negativo ($-B_{sat}$). Reduzindo-se novamente a corrente a zero (caminho *d-e*), o campo residual –*Br* permance no material, anulando-se somente com a aplicação da força coercitiva +*Hc*. Por fim, com o crescimento da corrente novamente até o valor máximo, $+B_{sat}$ é atingido. Tem-se assim constituída a chamada curva de histerese, que será percorrida em sua parte externa a cada novo ciclo da corrente no enrolamento.

A Figura 4.45 apresenta o esquema de um transformador de dois enrolamentos, os quais envolvem um núcleo ferromagnético. As correntes nos enrolamentos produzem linhas de fluxo magnético que, em sua maioria, ficam contidas no núcleo, e enlaçam ambos os enrolamentos (constituindo o fluxo acoplado ou de magnetização). Esse fluxo é representado pela indutância[15] de magnetização L_m. Entretanto, parte das linhas de fluxo produzidas acabam se fechando por outros caminhos, como ilustra a Figura 4.45. Esse fluxo é chamado fluxo disperso e é representado por indutâncias de dispersão no primário e no secundário, L_{dp} e L_{ds} e

[14] Domínios magnéticos são regiões internas do material que se comportam como pequenos imãs, podendo se orientar em qualquer direção.

[15] A indutância é o elemento de circuito associado ao fluxo magnético produzido no espaço por uma corrente, de acordo com a relação $L=N\phi/I$, com L em Henrys e I em ampères. N é o número de espiras.

L_{ds}, respectivamente. A Figura 4.46 apresenta o modelo elétrico de um transformador de dois enrolamentos, sem perdas, incluindo as indutâncias L_m, L_{dp} e L_{ds}.

Em geral, nos transformadores, o acoplamento magnético entre os enrolamentos deve ser o melhor possível, a fim de tornar mínimas as indutâncias de dispersão. Quanto melhor o acoplamento, menores são as indutâncias de dispersão (num transformador as indutâncias de dispersão totais são da ordem de 2% a 5% do valor da indutância de magnetização, tipicamente). Desta forma, também se torna mínimo o seu efeito sobre as características de transferência dos conversores, bem como a dissipação da energia armazenada nelas armazenada sobre as chaves e respectivos circuitos *snubber*[16]. Outro aspecto a ser considerado é o valor da indutância de magnetização L_m: uma vez que a corrente de magnetização i_m flui pelas chaves, L_m deve ser a maior possível, a fim de que i_m seja reduzida. Uma exceção é o conversor *Fly-Back*: nele, a indutância de magnetização assume papel fundamental no funcionamento do conversor, atuando como um reservatório intermediário de energia.

Perdas de Energia no Transformador

As perdas de energia num transformador podem ser separadas em dois grupos: perdas no cobre (i.e., nos enrolamentos), e perdas no núcleo (i.e., no material ferromagnético). As perdas no cobre ocorrem devido à sua resistência ($r=\rho l/A$), cujo valor efetivo aumenta com o chamado efeito pelicular (e também com o efeito de proximidade). As perdas no núcleo ocorrem devido à histerese magnética e às correntes nele induzidas (correntes parasitas ou de Foucault). Nos dois grupos, as perdas têm relação direta com a frequência de operação: quanto maior a frequência, maiores as perdas. Além da frequência, as perdas por histerese P_H dependem também da amplitude da excursão da densidade de fluxo: $P_H \propto f \cdot \Delta B^{2,4}$.

No cobre, a corrente variável cria um campo magnético também variável cujo efeito é forçar os elétrons para a periferia do condutor. Quanto maior a frequência, menor a quantidade de corrente que circula na região central (i.e. no "miolo") do condutor, como ilustra a Figura 4.47 e explica a Figura 4.48 e também a Figura 4.49. Essa distribuição não uniforme acaba por elevar a resistência elétrica

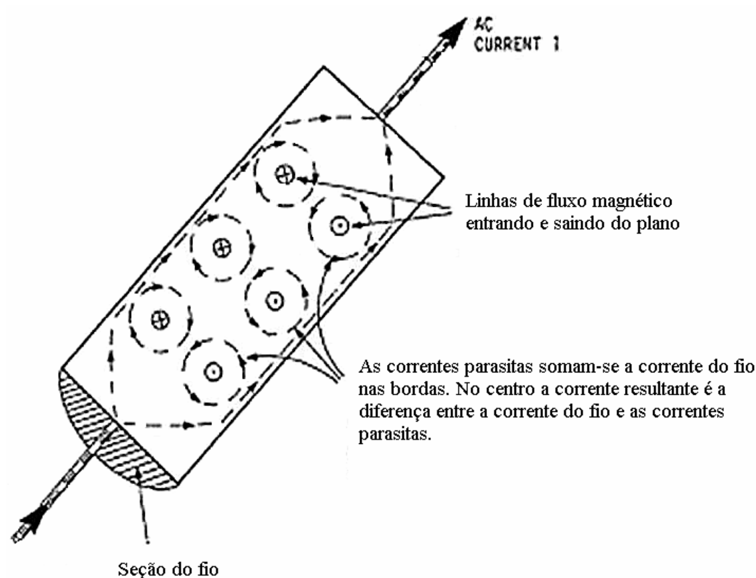


Figura 4.47 – Efeito Pelicular (*Skin Effect*). A corrente c.a. no condutor produz no espaço em torno e também no interior do mesmo um campo magnético (H) variável. Cada linha de H, por sua vez, produz correntes (parasitas) induzidas no condutor, cujo efeito é contrariar H. Essas correntes parasitas tendem a reforçar a corrente c.a. conduzida na periferia e a enfraquecê-la no centro.

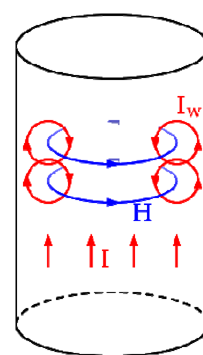


Figura 4.48 – Correntes parasitas induzidas (I_w) devido ao campo H variável no tempo, produzido pela corrente I, também variável.

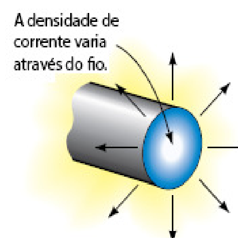


Figura 4.49 – Distribuição transversal da corrente num condutor que conduz uma corrente variável no tempo (efeito Pelicular).

[16] *Snubbers* são circuitos de ajuda à comutação das chaves semicondutoras, protegendo-as.

efetiva do condutor. Assim a resistência do condutor em c.c. é menor do que em c.a. ($R_{DC} < R_{AC}$). É o chamado *efeito Pelicular*. Dependendo da frequência da corrente e do diâmetro do condutor, quase nenhuma corrente poderá estar fluindo pela sua parte central. Para um condutor de cobre, a profundidade máxima aproveitável para a circulação de corrente pode ser encontrada pela relação $\delta = 65/\sqrt{f}$, onde δ é a chamada profundidade de penetração da corrente (em mm), e f é a frequência (em Hz). Por exemplo, para a frequência de 20kHz, δ =0,46mm, isto é, para haver aproveitamento total do condutor de cobre nessa frequência, o seu raio tem que ser ≤ 0,46mm (que corresponde ao fio #19AWG).

No núcleo ferromagnético, correntes parasitas são induzidas pelo campo magnético variável (lei de Faraday), as quais geram perdas também por efeito Joule. Por isso, em altas frequências utilizam-se materiais que possuem maior resistividade (como a ferrite e o pó de ferro), ou utilizam-se lâminas finas justapostas, isoladas entre si, para compor o núcleo, restringindo assim a corrente parasita à espessura de cada lâmina. A Figura 4.50 ilustra as correntes induzidas num núcleo ferromagnético.

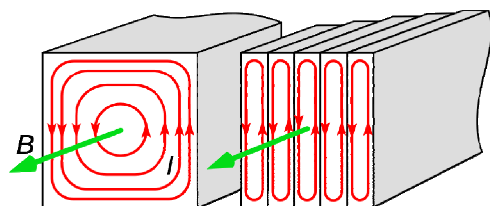


Figura 4.50 – Correntes induzidas no núcleo devido ao campo B variável no tempo. À esquerda: núcleo maciço. À direita: núcleo laminado. Uma fina camada de óxido isola as lâminas entre si.

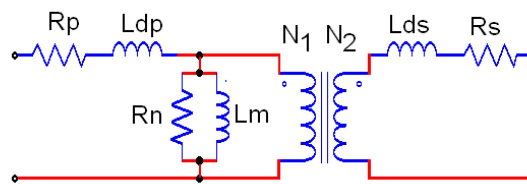


Figura 4.51 – Modelo do transformador com perdas. *Rp* e *Rs* representam as perdas no cobre. R_N representa as perdas no núcleo. *Ldp* e *Lds* são as indutâncias de dispersão do primário e do secundário. *Lm* é a indutância de magnetização.

4.6.2 – Conversor *Fly-Back*

O conversor *Flyback* é um conversor CC-CC com isolamento elétrico, derivado do conversor *Buck-Boost*. Seu funcionamento e equacionamento é semelhante, a menos da presença do fator de relação de espiras N1/N2 relativo ao transformador. O diagrama do circuito do conversor *Fly-Back* está mostrado na Figura 4.52.

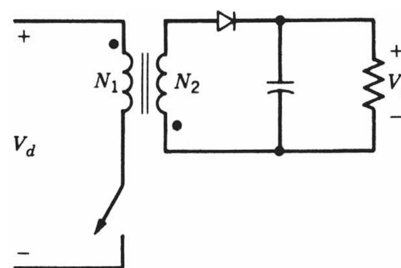


Figura 4.52 – O Conversor *Fly-Back*

Esse conversor apresenta como vantagem a sua grande simplicidade (pequeno número de componentes). Múltiplas saídas podem ser obtidas utilizando-se um número mínimo de componentes extras: cada saída adicional requer somente um enrolamento secundário adicional, diodo e capacitor. Entretanto, sua utilização é limitada a aplicações de potência não superiores a aproximadamente 250W.

A Figura 4.53a e a Figura 4.53b ilustram as etapas de funcionamento no modo contínuo. Quando a chave está fechada, o diodo fica bloqueado, e a indutância de magnetização do transformador armazena energia vinda da fonte de entrada, enquanto o capacitor mantém a tensão na carga. Quando a chave se abre, ocorre a inversão da polaridade da tensão nos enrolamentos, o diodo conduz e através do enrolamento secundário a energia armazenada é transferida para a carga. No modo contínuo, a chave é ligada novamente antes que a energia no núcleo (e consequentemente a corrente no diodo) se anule. No modo descontínuo essa energia esgota-se antes do ligamento da chave. Observa-se que no primário somente circula corrente no sentido positivo, indicando a utilização apenas do quadrante I da curva de magnetização.

A tensão de saída do conversor em modo contínuo é dada por:

$$V_o = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_d . \qquad (4.17)$$

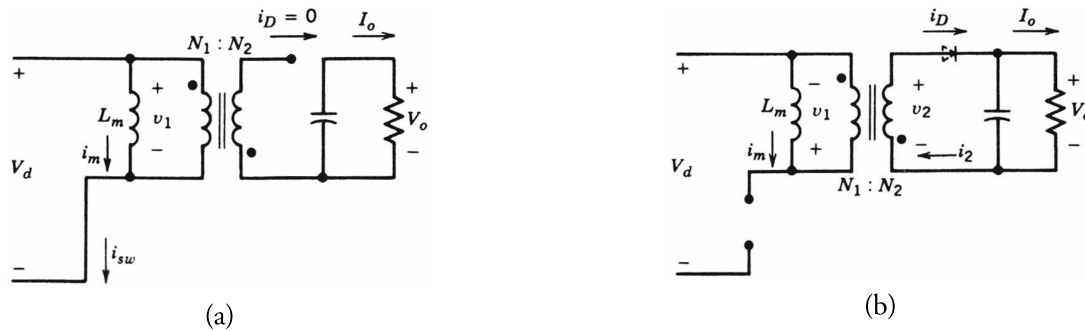


Figura 4.53 – Circuitos equivalentes do conversor *Fly-Back* para: a) chave fechada; b)chave aberta.

É importante observar que quando a chave está aberta (etapa 2), ela deve suportar a tensão da fonte somada com a tensão de saída V_o refletida no enrolamento primário, ou seja:

$$V_{sw} = V_d + \frac{N1}{N2} \cdot V_o . \quad (4.18)$$

O conversor *Fly-Back* operando em modo descontínuo apresenta resultados similares aos do conversor *Buck-Boost*, a menos do fator N1/N2 (relação de espiras).

❖ Circuitos *snubbers* e circuitos grampeadores

No conversor *Fly-Back*, a energia armazenada em L_m durante t_{on} é transferida para a saída por meio do diodo, durante o tempo em que a chave está aberta. Entretanto, durante t_{on} a corrente passa também pela indutância de dispersão do primário L_{dp} (já que ela faz parte do primário), que armazena energia. O problema é que essa indutância L_{dp} não é acoplada magneticamente ao secundário, pois as linhas de fluxo por ela não enlaçam o enrolamento secundário, por definição. Então, num conversor real (ou não ideal), o que ocorre com a energia armazenada em L_{dp} no momento em que a chave abre e i_{sw} vai para a zero? Se não houver um caminho para a corrente, um elevado valor de tensão será gerado por L_{dp} (obedecendo à lei $v_L=Ldi/dt$). Esse valor elevado de tensão pode facilmente destruir a chave, além de gerar EMI. Por causa disso, dois circuitos auxiliares são utilizados (às vezes juntos): os *snubbers* e o grampeadores. Ambos operam transferindo a energia da indutância de dispersão para um resistor, que a dissipa, evitando o pico de tensão. Embora tenham funções similares, o modo funcionamento deles é diferente. A Figura 4.54(a) mostra o conversor *Fly-back* com um *snubber* e a Figura 4.54(b)com um grampeador.

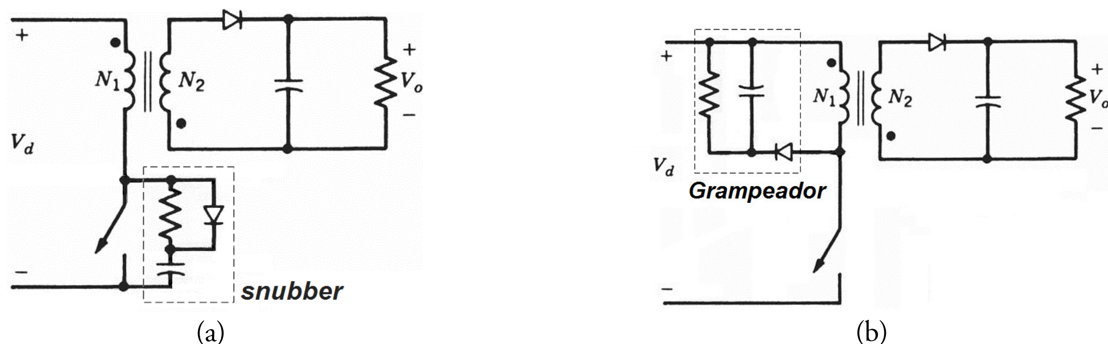


Figura 4.54 – (a) Circuito *snubber* em um conversor *Fly-Back* ; b) Circuito grampeador.

No momento em que a chave abre, o capacitor do *snubber* carrega-se pelo diodo com a energia vinda da indutância de dispersão. No fechamento da chave, o capacitor descarrega-se totalmente pelo resistor ($5 \cdot \tau < t_{off}$), o qual limita a corrente de descarga. O diodo facilita o caminho da corrente de carga do capacitor, e às vezes não é utilizado, como no *snubber* para o diodo do secundário (utilizado devido a L_{ds}).

O capacitor do grampeador recebe a energia vinda da indutância de dispersão, e descarrega-se lentamente (devido ao valor de $5 \cdot \tau > T_s$) pelo resistor. Assim, no equilíbrio, uma tensão c.c. (embora com *ripple*) fica sobre o capacitor, e o resistor fica todo o tempo dissipando a energia recebida de L_{dp}.

4.6.3 – Conversor *Forward*

O conversor *Forward* é um conversor CC-CC com isolamento derivado do conversor *Buck*. A diferença básica é a presença do transformador de isolamento. A Figura 4.55 mostra o diagrama do circuito.

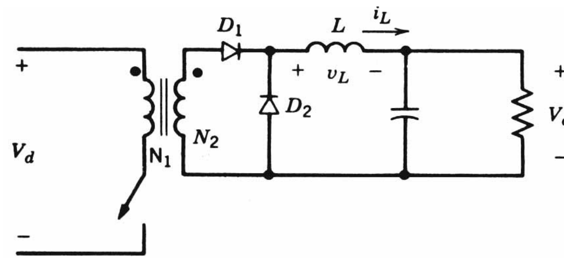


Figura 4.55 – O conversor Forward.

Quando a chave está fechada, o diodo D_1 fica diretamente polarizado e D_2 reversamente polarizado. Assim a energia é transferida para a carga. Quando a chave está aberta, o diodo D_1 fica inversamente polarizado e D_2 entra em condução devido à f.c.e.m. induzida pelo indutor. Nota-se que o estágio de saída é idêntico ao do conversor *Buck*. A tensão de saída é dada por (modo contínuo):

$$V_o = V_d \cdot \frac{N2}{N1} \cdot D \,. \tag{4.19}$$

que é a mesma equação do conversor Buck a menos do fator N2/N1.

Na prática, entretanto, deve-se realizar a desmagnetização do núcleo, caso contrário ocorrerá a sua saturação e o conversor deixará de funcionar adequadamente[17]. Para tal utiliza-se um terceiro enrola-mento no transformador, chamado enrolamento de desmagnetização[18], que é responsável pela retirada da energia que foi armazenada no núcleo durante t_{ON}. A Figura 4.56 ilustra o conversor *Forward* prático.

Quando a chave se abre, ocorre a inversão de polaridade nos enrolamentos, fazendo com que D_3 entre em condução realizando a desmagnetização do núcleo (note a polaridade dos enrolamentos). O núcleo deve ser totalmente desmagnetizado antes do novo fechamento da chave. O máximo ciclo de trabalho que permite que isso ocorra é:

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N3/N1} \,.$$

A Figura 4.57 mostra a identificação das variáveis do circuito, e a Figura 4.58 mostra as formas de onda nos principais pontos. A corrente na chave i_{sw} é a soma da corrente de carga i_1 referida ao primário e da corrente de magnetização i_m. No intervalo de tempo em que a chave está aberta e que D_3 está conduzindo, a chave deve suportar a soma da tensão de entrada V_d e da tensão induzida no primário. Desta forma, a chave deve ser dimensionada para suportar uma tensão superior a:

$$V_{sw} = V_d + \frac{N1}{N3} \cdot V_d \,.$$

O conversor *Forward*, assim como os demais conversores derivados do conversor *Buck*, possui corrente não pulsada na saída (modo contínuo), o que o torna mais adequado a aplicações de elevada corrente de saída, em potências de até aproximadamente 250W. Além disso, seu transformador não necessita de *tap* central.

[17] Quando um elemento magnético satura, sua indutância cai drasticamente, o que faz com que a corrente se eleve, tendendo a um curto-circuito.

[18] Pode-se também efetuar a desmagnetização através de um diodo *zenner* no primário.

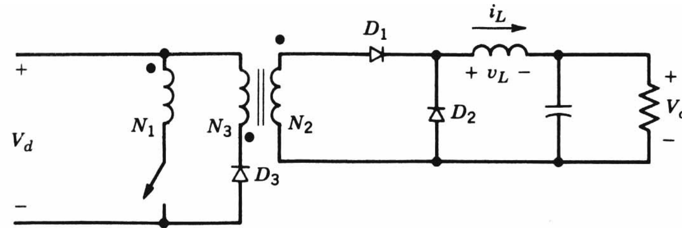


Figura 4.56 – Conversor Forward prático

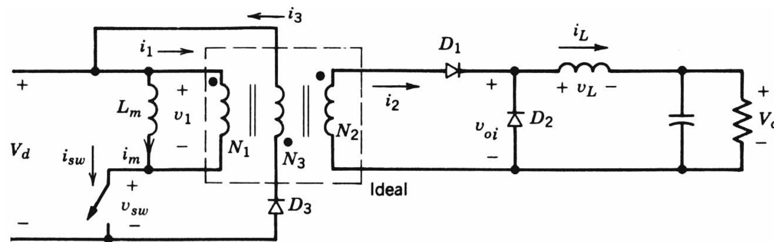


Figura 4.57 – Principais variáveis no conversor Forward.

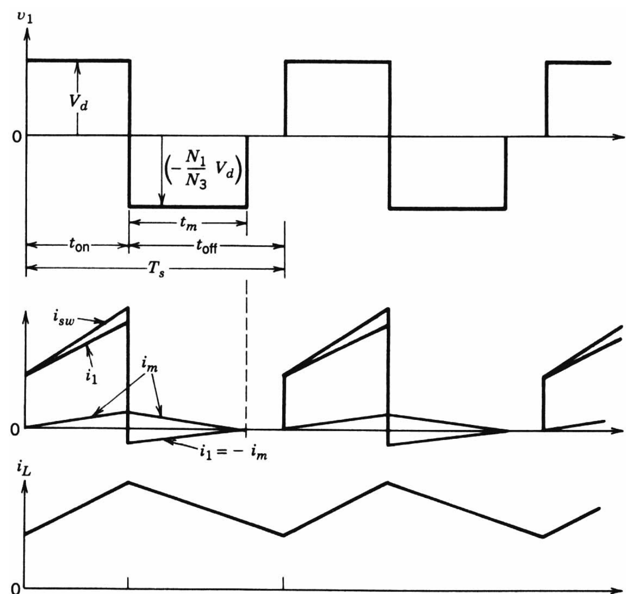


Figura 4.58 –Formas de onda do conversor *Forward*

4.6.4– Conversor Duplo *Forward* (*Forward* a dois transistores)

A vantagem deste conversor é não necessitar do enrolamento de desmagnetização, pois esta se dá através dos diodos D_1 e D_2, mostrados na Figura 4.59.O comando das chaves é simplificado, pois são comandadas simultaneamente, estando conjuntamente ligadas ou desligadas, não sendo necessário a geração de um "tempo-morto" entre os comandos. Devido à presença dos diodos, a tensão nas chaves é grampeada no valor da tensão V_d, o que implica na possibilidade da utilização de chaves com menor capacidade de bloqueio de tensão em relação ao *Forward* de um transistor.

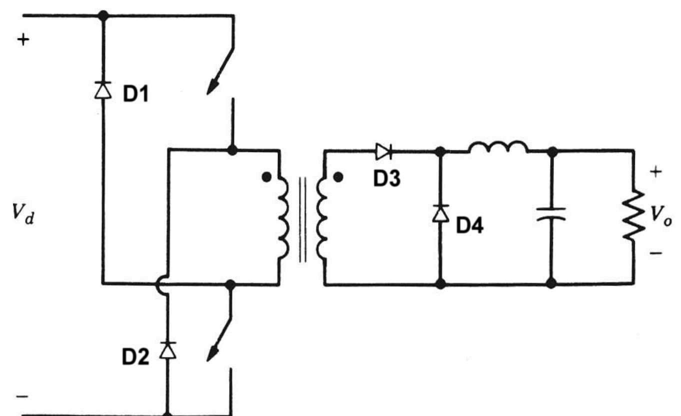


Figura 4.59 – Conversor Duplo-*Forward*

4.6.5 – Conversor *Push-Pull*

O conversor *Push-Pull* é também derivado do conversor *Buck*. Sua característica mais marcante é a utilização de um transformador com *tap* central no primário, onde o terminal positivo da fonte de entrada é ligado. O diagrama do conversor está mostrado na Figura 4.60.

Os níveis de potência atingidos são maiores do que os conversores *Fly-Back* e Forward (até aproximadamente 500W). As chaves T_1 e T_2 são controladas uma de cada vez, existindo um intervalo de tempo Δ no qual nenhuma das duas conduz. Os diodos D_1 e D_2 retificam a tensão induzida no enrolamento secundário. A configuração tipo *tap* central tem como vantagem a presença de somente um semicondutor em série com a corrente de cada vez, reduzindo as perdas por condução, tanto no primário quanto no secundário (na configuração em ponte dois semicondutores conduzem simultaneamente a corrente). A Figura 4.61 ilustra as principais formas de onda do circuito.

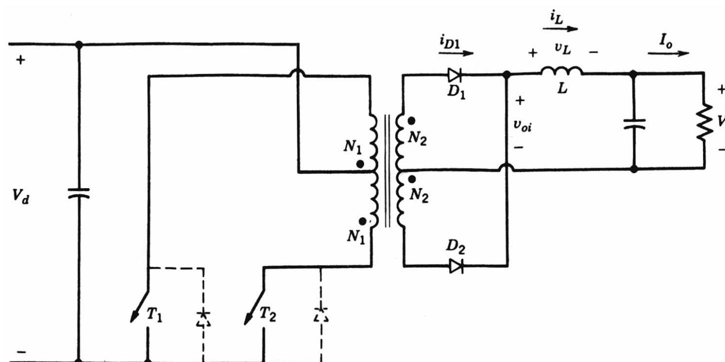


Figura 4.60 – Conversor *Push-Pull*

Quando T_1 conduz, D_1 fica diretamente polarizado, e a corrente no indutor de filtro cresce. T_1 é bloqueado e antes de T_2 ser acionado decorre um intervalo de tempo Δ. Durante esse intervalo onde ambas as chaves ficam desligadas, ocorre a etapa de roda livre da corrente i_L do indutor através do enrolamento secundário e dos diodos D_1 e D_2. Cada diodo conduz portanto aproximadamente metade da corrente de carga. Essa etapa é interrompida pela entrada em condução de T_2, levando D_1 ao bloqueio.

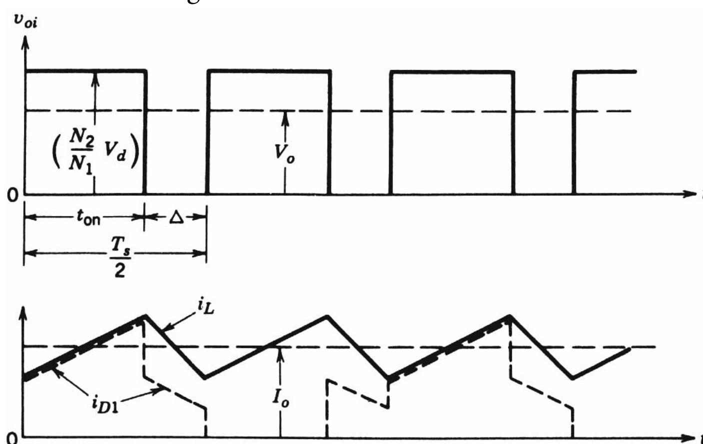


Figura 4.61 – Principais formas de onda do conversor *Push-Pull*

No modo contínuo, a tensão de saída é dada por:

$$V_o = 2 \cdot \frac{N2}{N1} \cdot D \cdot V_d .$$

onde *D* é o ciclo de trabalho de cada transistor.

É possível observar que neste conversor o ciclo de trabalho D individual de cada transistor não pode ser superior a 50% o que implicaria na condução simultânea de ambas as chaves e o consequente curto-circuito, levando à destruição dos componentes. Os diodos em anti-paralelo com as chaves servem para proteger os transistores contra possíveis tensões negativas.

No conversor Push-Pull as chaves devem suportar o dobro da tensão de entrada V_d, devido à tensão induzida na outra metade do enrolamento primário:

$$V_{sw} = 2 \cdot V_d .$$

Considerando-se a mesma potência, o transformador desse conversor é menor do que o do conversor Forward, pois utiliza as partes positiva e negativa da curva de magnetização, aproveitando melhor o material. O maior problema do conversor é a necessidade de se adotar um método de evitar a saturação do núcleo, que é suscetível de ocorrer devido a diferenças, mesmo que pequenas, dos tempos de condução e

das quedas de tensão nas chaves em condução. Esse problema pode ser solucionado pelo controle da amplitude da corrente no primário (*current mode control*).

4.6.6 – Conversor *Half Bridge* (Meia Ponte)

O circuito do conversor *Half-Bridge* pode ser visualizado na Figura 4.62. Os capacitores C_1 e C_2 formam um divisor de tensão, fixando o potencial em $V_d/2$ no ponto comum a ambos. Nesse conversor, que também é derivado do conversor *Buck*, as chaves ficam submetidas a um valor de tensão igual a V_d:

$$V_{sw} = V_d.$$

Entretanto, apenas $V_d/2$ é aplicado ao primário do transformador. A presença dos capacitores evita a saturação do transformador, pois um possível nível CC na tensão aplicada ao primário é por eles bloqueado. O transformador opera nos quadrantes I e III da curva de magnetização, sendo aplicadas tensões positivas e negativas em seu enrolamento primário.

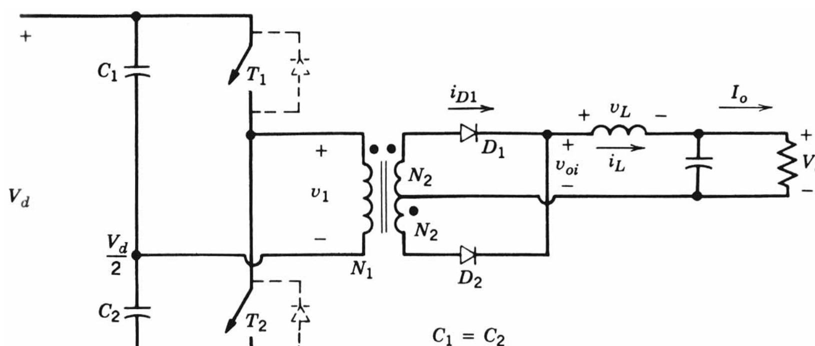


Figura 4.62 – O Conversor Half-Bridge (Meia Ponte)

A Figura 4.63 mostra as formas de onda nos principais pontos do circuito. O funcionamento é similar ao do conversor *Push-Pull*: somente uma chave é acionada de cada vez, existindo um intervalo de tempo Δ onde ambas as chaves ficam desligadas. Quando T_1 conduz, $+V_d/2$ é aplicado ao primário do transformador, D_1 conduz e a corrente no indutor cresce. Quando T_1 bloqueia, os diodos D_1 e D_2 conduzem a corrente de carga (forçada pelo indutor) que decresce através do enrolamento secundário durante o intervalo Δ. Quando T_2 é ligado, fazendo com que $-V_d/2$ seja aplicado ao primário, D_2 conduz, forçando D_1 a bloquear, e a corrente no indutor cresce através de D_2. Os diodos em anti-paralelo com as chaves servem para conduzir a corrente das indutâncias de dispersão do transformador, não consideradas na análise.

No modo contínuo, a tensão de saída é dada por:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot D \cdot V_d.$$

onde D é o ciclo de trabalho de um transistor e $0 < D < 0,5$.

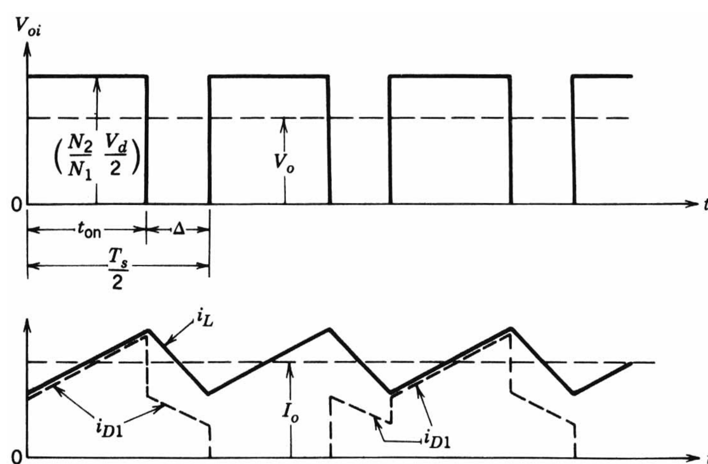


Figura 4.63 – Formas de onda do conversor Meia Ponte

Os níveis de potência atingidos por esse conversor são da mesma ordem de grandeza daqueles do conversor *Push-Pull* (≈500W). Os capacitores devem ser cuidadosamente selecionados, devendo suportar metade da corrente eficaz do primário cada um, e seu valor de capacitância deve ser tal que o *ripple* de tensão sobre eles não seja elevado. Por outro lado, não podem ser de capacitância exageradamente alta sob pena de não efetuarem a compensação do desbalanceamento da tensão no primário com a rapidez necessária.

4.6.7 – Conversor *Full-Bridge* (Ponte Completa)

O conversor *Full-Bridge* (Figura 4.64) é o que é capaz de trabalhar nos níveis mais altos de potência (acima de 1kW), mas também é o mais dispendioso, utilizando quatro chaves controladas (transistores). As chaves ficam submetidas no máximo à tensão de entrada V_d (caso ideal)

$$V_{sw} = V_d \,.$$

O mesmo problema do conversor *Push-Pull* ocorre: a possibilidade da saturação do núcleo do transformador devido a pequenas diferenças entre as quedas de tensão nas chaves e tempos de condução. Por isso, é necessário utilizar um método de evitar a saturação: normalmente utiliza-se um capacitor de alto valor em série com o primário para bloquear o nível CC, ou utiliza-se o controle no modo corrente, onde a amplitude da corrente no primário é monitorada.

A Figura 4.65 mostra as formas de onda nos principais pontos do circuito. O funcionamento do conversor é similar ao dos conversores *Push-Pull* e *Half-Bridge*.

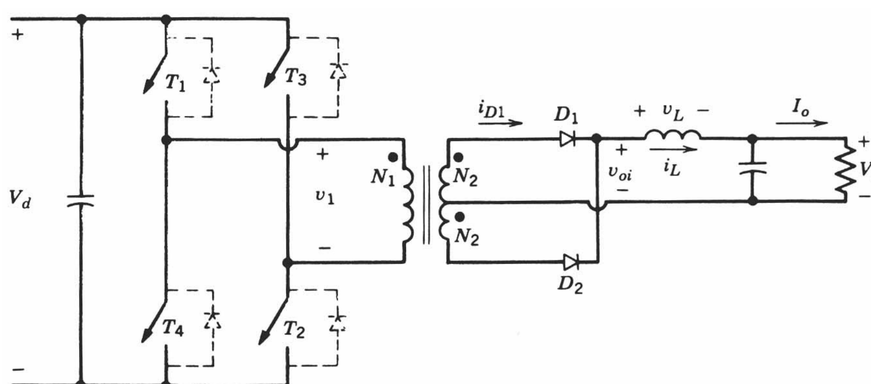


Figura 4.64 – O Conversor *Full-Bridge* (Ponte Completa)

As chaves são acionadas em grupo de duas: T_1/T_2 e T_3/T_4, existindo um intervalo de tempo Δ onde nenhuma chave é acionada. Quando T_1/T_4 conduzem, $+V_d$ é aplicado ao primário do transformador, D_1 conduz e a corrente no indutor cresce. Quando T_1/T_2 bloqueiam, os diodos D_1 e D_2 conduzem a corrente de carga (forçada pelo indutor) que decresce através do enrolamento secundário, durante o intervalo Δ. T_3/T_4 são ligadas, fazendo com que $-V_d$ seja aplicado ao primário, D_1 bloqueia e a corrente no indutor cresce através de D_1. Os diodos em antiparalelo com as chaves servem para conduzir a corrente das indutâncias de dispersão do transformador, não consideradas na análise.

No modo contínuo, a tensão de saída é dada por:

$$V_o = 2\frac{N2}{N1} D \cdot V_d$$

onde D é ciclo de trabalho de um transistor e $0 < D < 0{,}5$.

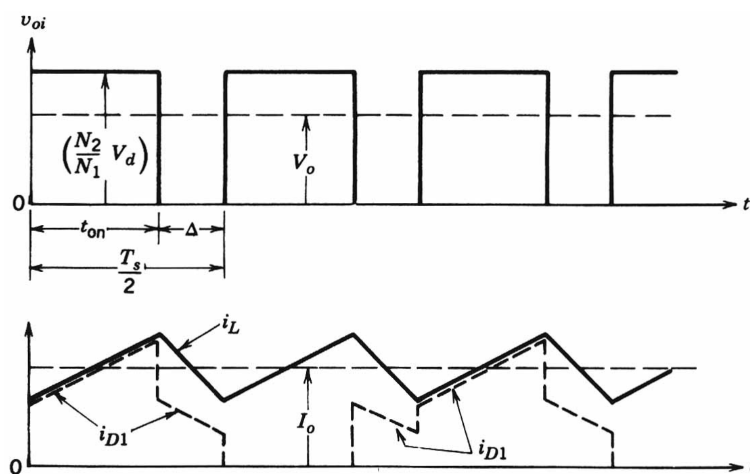


Figura 4.65 – Formas de onda do Conversor Ponte Completa

5 – Circuitos de Comando de *Choppers* e Fontes Chaveadas

As fontes chaveadas e os *Choppers* possuem um circuito de comando e controle que realiza as funções de disparo das chaves nos momentos adequados. No caso das fontes chaveadas este comando é realizado de maneira que a tensão de saída fique dentro da tolerância desejada, independente de variações da tensão de entrada ou da corrente de carga. No caso dos *choppers* o comando deve efetuar o disparo e bloqueio das chaves de maneira que a velocidade, torque ou posição do eixo do motor seja o mais próximo possível do valor desejado.

O comando pode utilizar basicamente duas estratégias, cada uma com suas vantagens e desvantagens próprias:

- ☑ Controle no Modo Tensão (PWM);
- ☑ Controle no Modo Corrente (*Current Mode Control*).

No controle no modo tensão, uma tensão de controle v_c gerada pelo amplificador de erro controla o ciclo de trabalho D pela comparação com uma onda dente de serra de frequência fixa (ver Figura 2.2). Esse controle atua variando a tensão sobre o indutor e desta forma a corrente, levando a tensão de saída ao valor desejado (Figura 5.1). O controle no modo tensão é menos sensível a ruídos, mas sua resposta dinâmica é mais lenta.

No controle no modo corrente, uma malha adicional interna é utilizada para controlar diretamente o valor da corrente, (dado pela tensão de controle v_c, vinda do amplificador de erro) e desta forma a tensão de saída. As vantagens do controle no modo corrente são:

- ☑ Limitação ciclo a ciclo da corrente máxima nas chaves, pois a corrente é diretamente medida e pode ser facilmente limitada;
- ☑ Inerente correção de desbalanceamento de fluxo nos transformadores, evitando a saturação do núcleo;
- ☑ Excelente rejeição a distúrbios da tensão de entrada.
- ☑ Sistema de realimentação simplificado
- ☑ Permite fácil construção de um sistema modular, onde a corrente é igualmente distribuída entre várias fontes em paralelo.

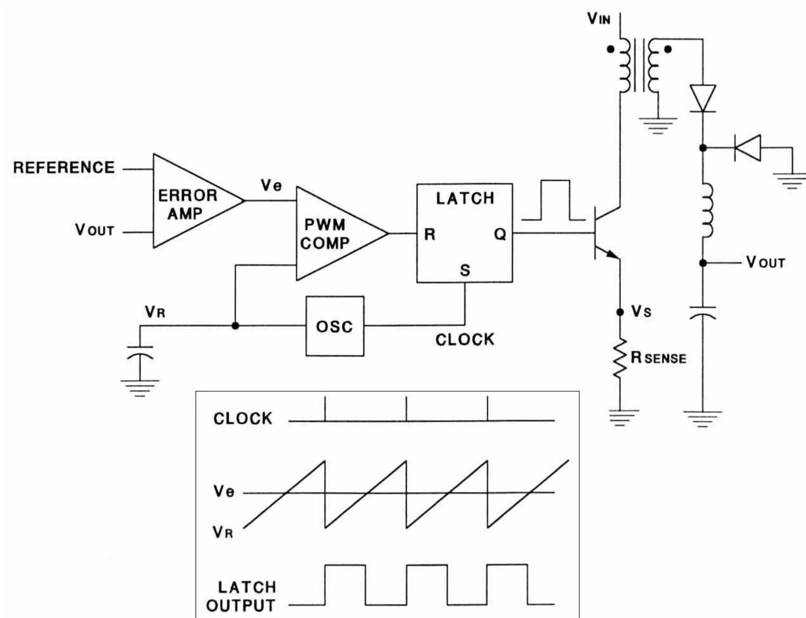


Figura 5.1 – Controle no modo tensão

Existem várias técnicas de controle no modo corrente:

☑ Histerese (limites de corrente)
☑ Tempo *Off* constante
☑ Frequência constante com acionamento sincronizado

A Figura 5.2 ilustra os diversos métodos de controle no modo corrente. O controle por histerese de corrente pode ser facilmente implementado através de um comparador com histerese. O controle modo corrente tipo frequência constante com acionamento sincronizado pode ser implementado através do circuito mostrado na Figura 5.3, já integrado no CI UC3843 da Unitrode.

Entretanto, o controle no modo corrente exige mais cuidados no *layout* e um projeto mais cuidadoso da malha de controle (o projeto do compensador ou (amplificador de erro) é uma tarefa complexa que exige conhecimentos avançados de matemática e sistemas de controle, o que foge ao escopo do presente trabalho). Além disso, no controle por frequência constante e acionamento sincronizado, o sistema é instável para ciclos de trabalho superiores a 50%, exigindo a utilização de compensação da inclinação da tensão de controle v_c (*slope compensation*).

Existem disponíveis no mercado muitos circuitos integrados de comando de fontes chaveadas e *choppers*, tanto no modo corrente (UC3843, UC3846) quanto no modo tensão (LM3524, TL494, KA7500, MC34063). Esses CIs possuem internamente osciladores, drivers, comparadores e amplificadores operacionais necessários ao comando, controle e proteção dos conversores chaveados.

A Figura 5.4 mostra o diagrama interno do popular CI LM3524, que é um modulador PWM para controle no modo tensão. A Figura 5.5 mostra o diagrama interno do UC3843, que é um controlador modo corrente.

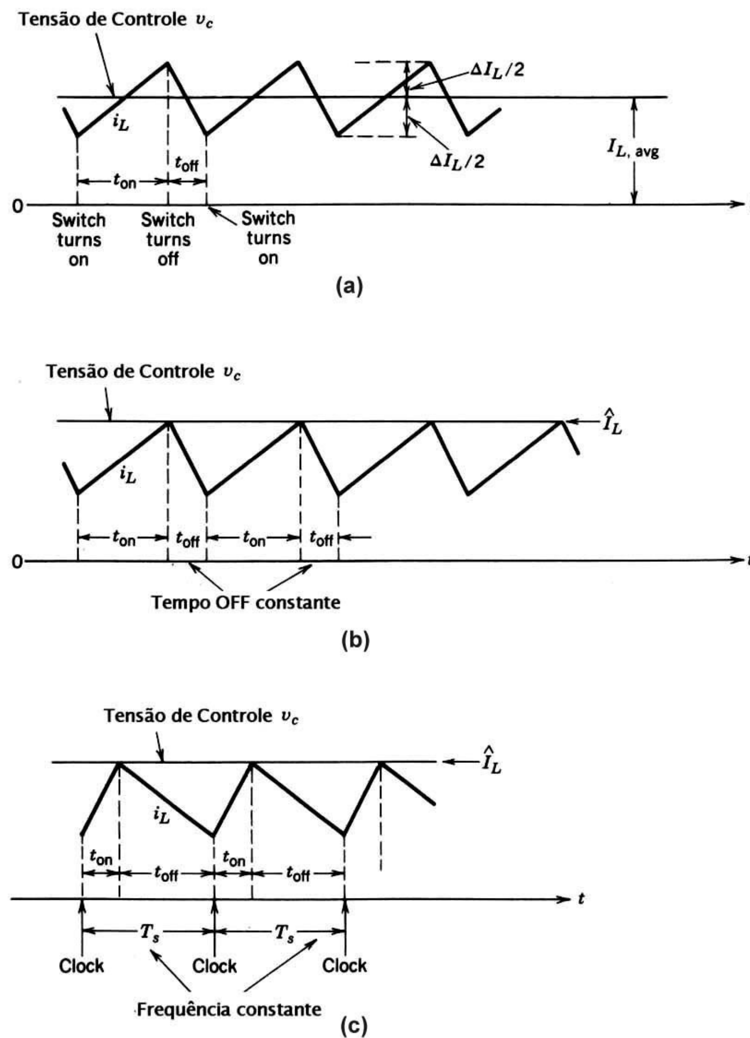


Figura 5.2 – Os vários tipos de controle no modo corrente: a) histerese; b) detecção de pico com tempo OFF constante; c) detecção de pico com acionamento sincronizado.

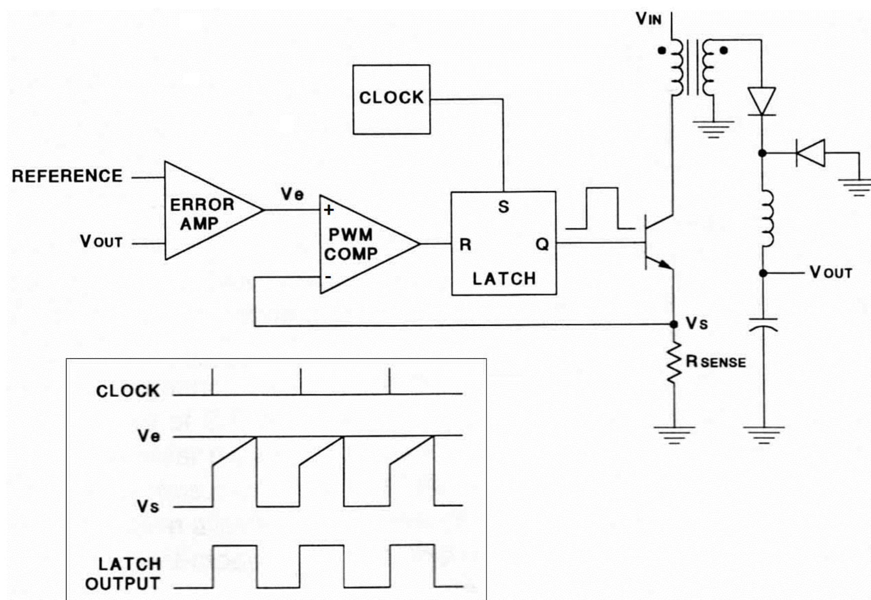


Figura 5.3 – Implementação do Controle no modo corrente por detecção de pico.

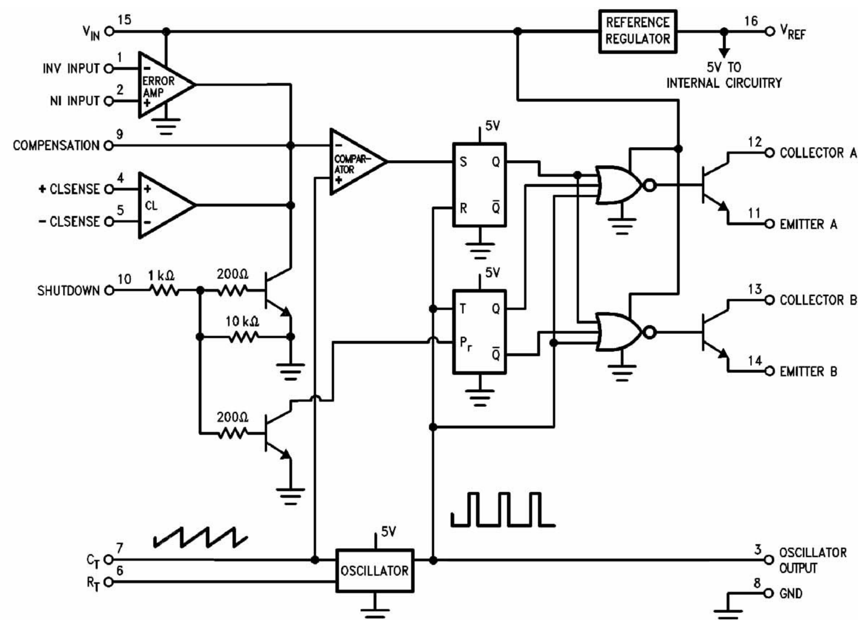


Figura 5.4 – Estrutura interna do CI LM3524 (voltage mode control IC)

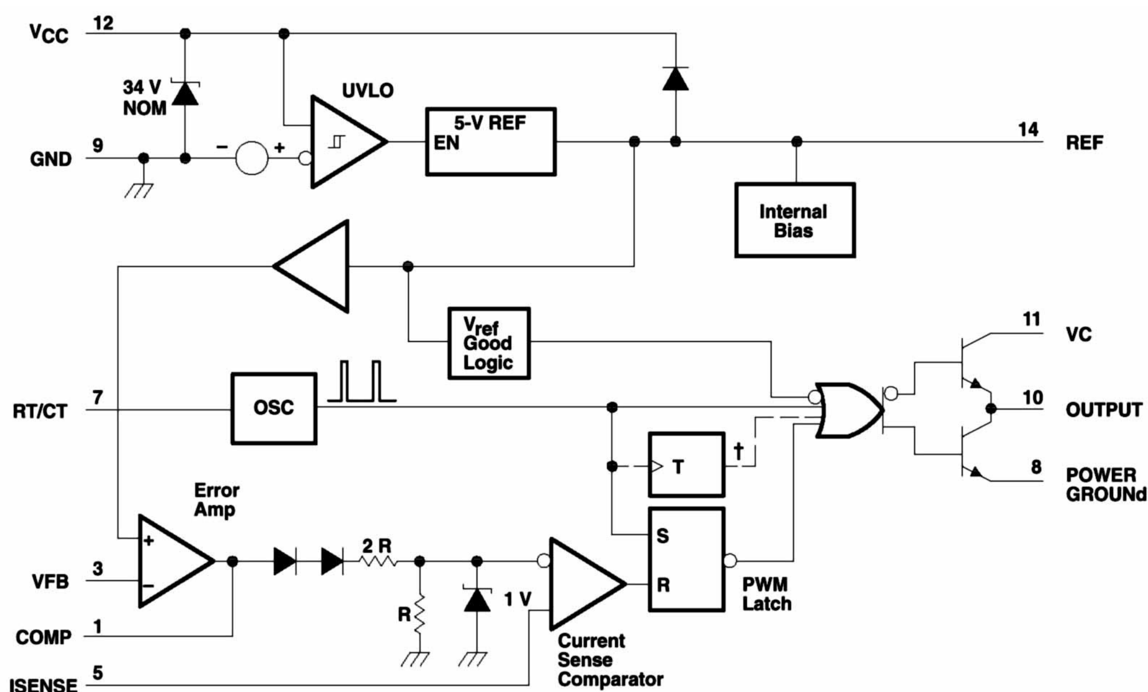


Figura 5.5 – Estrutura Interna do CI UC3843 (current mode control IC)

6 – MANUTENÇÃO DE FONTES CHAVEADAS

A manutenção de uma fonte chaveada exige conhecimentos teóricos mínimos. É importante ter em mente sua estrutura interna (Figura 4.8), bem como o fato que os conversores chaveados empregam tipos de componentes semicondutores específicos, os quais devem possuir características adequadas ao chaveamento em alta frequência. Muito cuidado deve ser tomado, uma vez que elevadas tensões (> 200V) estão presentes em alguns pontos do circuito (retificador de entrada e primário do transformador).

As falhas são mais frequentes na parte de potência do que no comando, pois os componentes operam não somente sob condições de *di/dt* e *dv/dt* bastante elevados, como também sob condições de correntes e tensões elevadas, estando submetidos a consideráveis esforços. A fim de reduzir essas variações bruscas de tensão e corrente nos transistores e diodos, são utilizados circuitos de ajuda à comutação ("snubbers"). Esses são constituídos de resistores, capacitores e diodos que são ligados em paralelo (snubber de tensão) ou em série (snubber de corrente) com o semicondutor protegido.

Os principais problemas aparecem nos semicondutores (diodos e transistores), mas os capacitores eletrolíticos de filtro também são responsáveis por grande parte dos problemas. O componente defeituoso deve ser substituído preferencialmente por outro do mesmo tipo (mesmo código de fabricante). Caso isso não seja possível, deve-se procurar no catálogo um que possua características iguais ou superiores. Muita atenção deve ser dada ao tempo de comutação de transistores e diodos, não sendo aconselhável a troca por outro com tempos de comutação mais elevados (t_{rr} no caso de diodos e $t_{d(on)}$, t_r, $t_{d(off)}$ e t_f no caso dos transistores). Isso provavelmente implicaria em nova falha do equipamento após algum tempo de operação. Os diodos de retificação do secundário geralmente são do tipo *Schottky*, principalmente nas saídas de maior corrente e baixa tensão. Esses diodos são mais rápidos e possuem menor queda de tensão direta do que os diodos PN, por isso deve-se ter atenção na substituição.

Os capacitores eletrolíticos de filtragem no secundário são do tipo HFC (High Frequency Capacitors), especiais para operarem em alta frequência por possuírem baixa resistência e indutância parasitas série.

Os CIs de comando possuem circuitos de proteção contra sobrecargas na saída da fonte. Por isso, caso não estejam gerando os pulsos de comando, deve-se verificar se a proteção está atuando, e então procurar a causa.

Geralmente outro CI é responsável pela medição da tensão da saída que é regulada. Devido à necessidade do isolamento elétrico, esse CI transmite a informação através de um foto-acoplador ou um pequeno transformador de pulsos (Figura 4.8).

Antes do início do chaveamento o circuito de comando deve ser alimentado. Isso é feito através de uma pequena fonte auxiliar não chaveada, que atua somente durante a partida da fonte. Após a partida, um enrolamento auxiliar do transformador alimenta o circuito de comando.

A Figura 6.1, a Figura 6.2 e a Figura 6.3 a seguir mostram alguns diagramas esquemáticos de fontes chaveadas comerciais.



Você é capaz de identificar cada um dos tipos de fonte apresentados nos diagramas a seguir ?

Nas fontes de pequena potência, na faixa dos 300W e frequência de chaveamento da ordem de até 40kHz, ainda é comum a utilização de transistores bipolares de potência (séries MJE, BUV, 2SD, etc.). Os transistores MOSFET de potência (séries IRF, IRFP, BUZ, MFP, etc.) são utilizados em todas as faixas de potência de fontes chaveadas, principalmente nas que operam em frequências mais elevadas.

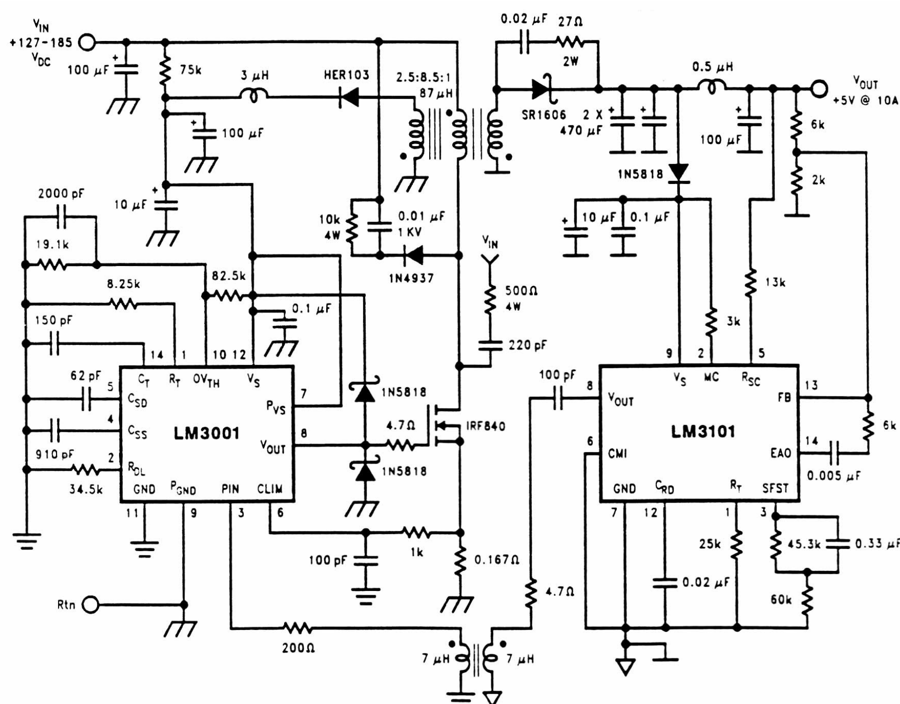


Figura 6.1 – Conversor chaveado 1

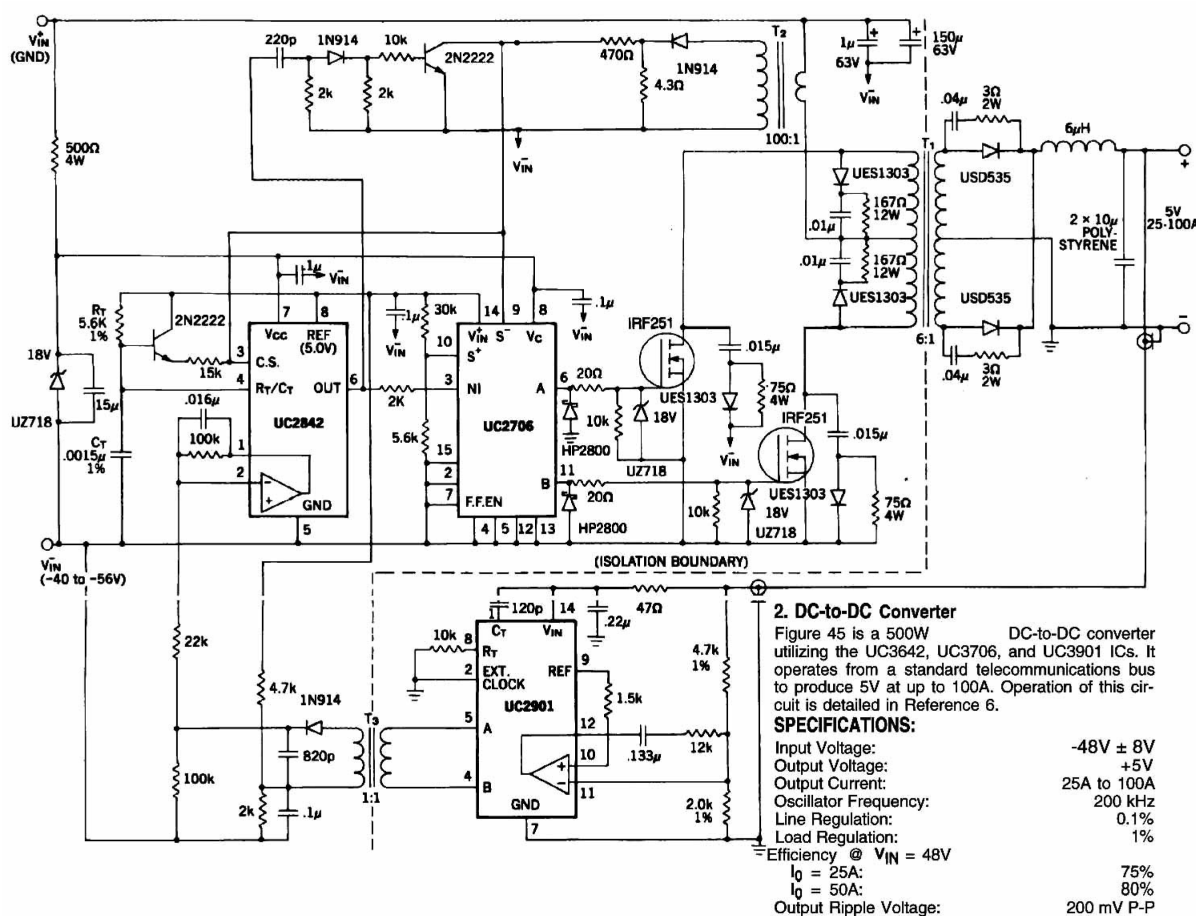


Figura 6.2– Conversor chaveado 2

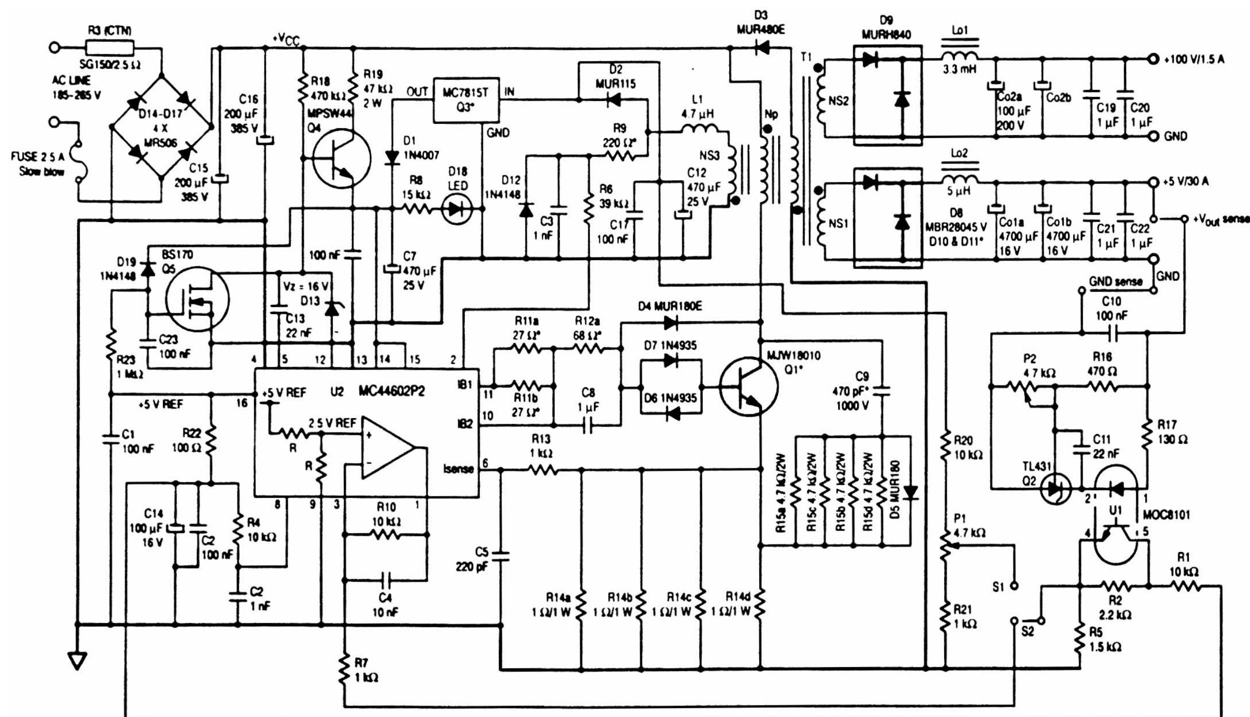
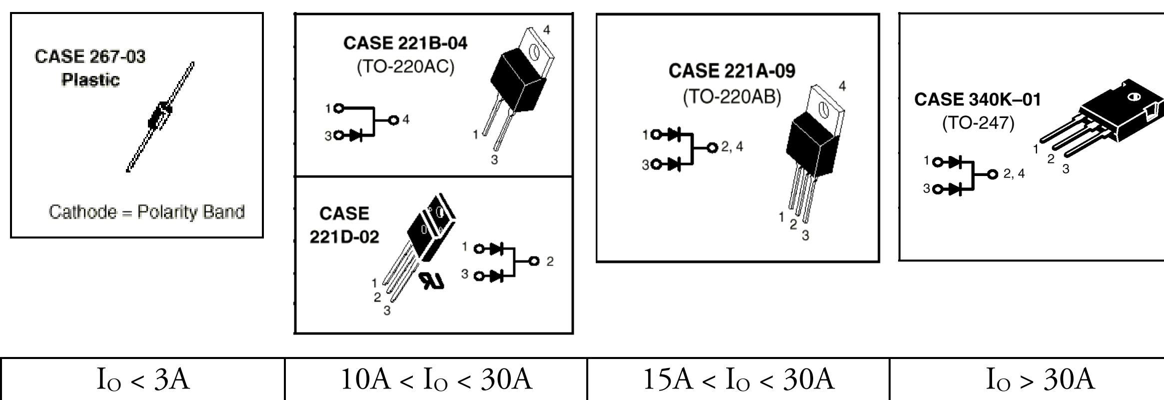


Figura 6.3 – Conversor Chaveado 3

A Figura 6.4 mostra alguns encapsulamentos de diodos comumente utilizados em fontes chaveadas.



$I_O < 3A$	$10A < I_O < 30A$	$15A < I_O < 30A$	$I_O > 30A$

Figura 6.4 – Encapsulamentos de Diodos retificadores de potência

7 – EXERCÍCIOS – PARTE III – CONVERSORES CC-CC

7.1 – EXERCÍCIOS: CONVERSORES CC-CC

1. Explique as diferenças e as semelhanças entre os *Choppers* e as Fontes Chaveadas
2. Explique a função dos conversores CC-CC
3. Cite aplicações dos conversores CC-CC
4. Por quê os *Choppers* não possuem filtragem da tensão de saída?
5. O que significa "isolamento elétrico"?
6. Qual a sua utilidade?
7. Explique como é possível se reduzir a amplitude de uma tensão CC utilizando-se apenas uma chave.
8. O que é ciclo de trabalho?
9. Para que serve a modulação por largura de pulsos?
10. De que depende o valor do ciclo de trabalho do sinal PWM gerado?
11. De que depende a frequência do sinal PWM?
12. Compare os motores CC e CA em termos de complexidade de acionamento, robustez, custo, etc.
13. Para que serve o enrolamento de campo da máquina CC?
14. O que significa uma máquina CC com "excitação independente"?
15. O que representam os termos R,L,E no circuito equivalente da armadura da máquina CC ? De que depende o valor de E?
16. Desenhe o diagrama dos quadrantes de operação da máquina CC e explique cada um deles. Marque as grandezas elétricas e mecânicas nos eixos.
17. Compare os *choppers* a SCRs e a Transistores em termos de complexidade, confiabilidade, etc. Os SCRs ainda são empregados em *choppers*? Em que aplicações?
18. Qual a diferença entre os *choppers* de 1, 2 e 4 quadrantes? O que cada um deles é capaz de fazer?
19. Desenhe os circuitos equivalentes do *chopper* de um quadrante correspondentes a cada uma de suas etapas de funcionamento.
20. Na figura das formas de onda do *chopper* de 1 quadrante, identifique as chaves que conduzem em cada intervalo. Supondo um ciclo de trabalho de 50% e um valor médio de 25A para a corrente de armadura, determine as correntes médias no transistor e no diodo.
21. Explique porque a forma de onda da corrente de saída do *chopper* é constituída por trechos lineares e não por exponenciais, como seria de se esperar, já que o circuito é R-L.
22. Faça o diagrama elétrico do *chopper* de 2 quadrantes, desenhe e explique os circuitos equivalentes correspondentes a cada uma de suas etapas de funcionamento no 1º e no 2º quadrantes.
23. Com relação ao *chopper* de 2 quadrantes, elabore um quadro destacando as chaves que conduzem em função do quadrante de operação, sentido da corrente, sentido do Torque, sentido da velocidade angular mecânica e polaridade da força eletromotriz interna da MCC.
24. Qual a utilidade da operação no segundo quadrante?
25. Um chopper de 2 quadrantes alimenta uma MCC que gira a 1000 rpm constante. a) Determine o valor do ciclo de trabalho sabendo-se que o torque de carga é igual a 2Nm. b) Determine o valor de T_{ELE} logo após D ser alterado bruscamente para 0,1. c) Esboce os gráficos de Vo_{med} e i_o. Dados: Vs=100V; La=3mH; $k\phi$=21mV/rpm; k_T=0,2Nm/A; R=2Ω.
26. Com relação ao *chopper* de 4 quadrantes, elabore um quadro destacando as chaves que conduzem em função do quadrante de operação, sentido da corrente, sentido do Torque, sentido da velocidade angular mecânica e polaridade da força eletromotriz interna da MCC.
27. Com relação ao *chopper* de 4 quadrantes, desenhe e explique os circuitos equivalentes correspondentes a cada uma de suas etapas de funcionamento nos quadrantes I a IV.

7.2 – EXERCÍCIOS: FONTES CHAVEADAS E CONVERSORES NÃO ISOLADOS

Fontes Chaveadas

1. Qual a finalidade de uma fonte de alimentação chaveada? Cite aplicações.
2. Cite as vantagens e desvantagens das fontes lineares convencionais.
3. Por que as fontes lineares possuem baixo rendimento?
4. Por que as fontes lineares são grandes e pesadas?
5. Cite as vantagens e desvantagens das fontes chaveadas.
6. Por que as fontes chaveadas possuem rendimento mais elevado?
7. Como se varia a tensão de saída de uma fonte chaveada?
8. Por que as fontes chaveadas são menores e mais leves?
9. O que é resposta transitória (ou resposta dinâmica) de uma fonte?
10. O que é EMI e por que ela é prejudicial?
11. Quais as formas de propagação da EMI?
12. Por que as fontes chaveadas geram EMI? Explique.
13. Cite formas de se reduzir a EMI conduzida a EMI irradiada.
14. Quais as funções do isolamento elétrico numa fonte de alimentação?
15. O isolamento elétrico é necessário em qualquer caso? Justifique.
16. Quais são os conversores CC-CC não isolados básicos e o que cada um deles é capaz de fazer?
17. Faça o diagrama do circuito e identifique cada um dos conversores CC-CC não isolados básicos. (Observe que todos possuem o mesmo número de componentes, variando apenas a forma de ligação entre eles). Tente memorizar os circuitos.

Conversor *Buck*

18. No conversor *Buck*, qual a função do indutor e do capacitor? E do diodo?
19. Explique com suas próprias palavras o funcionamento do conversor *Buck* em condução contínua. Em seguida explique a diferença para o funcionamento em condução descontínua.
20. Utilizando a relação fundamental vL = L*di/dt, deduza a expressão da ondulação da corrente no indutor do conversor *Buck*: ΔI = (Vd-Vo)/L*ton.
21. No conversor *Buck*, por que a corrente média no indutor é igual à corrente de carga? (considere o circuito em regime permanente).
22. Em condução contínua, qual é a expressão matemática da tensão de saída do conversor *Buck*? E na condução descontínua? Qual delas é linear e somente depende do ciclo de trabalho e da tensão de entrada?
23. No conversor *Buck* operando em condução contínua, o valor do *ripple* da tensão de saída depende da corrente de carga?
24. Como se determina o regime de condução do conversor *Buck*?
25. Quais as vantagens da operação em condução contínua no conversor *Buck*?
26. Num conversor *Buck* operando em condução contínua, o que se deve fazer para manter a tensão de saída no mesmo valor caso a tensão de entrada aumente? E se a tensão de entrada diminuir?
27. Considere um conversor *Buck* (faça o diagrama do circuito) com os seguintes parâmetros: tensão de entrada: 11.9V, valor do indutor: 20μH, valor do capacitor: 22μF, frequência de chaveamento: 100kHz. Desejando-se que a tensão de saída seja igual a 5.0V, determine: a) o valor do ciclo de trabalho (suponha condução contínua) b) O regime de condução real considerando-se o ciclo de trabalho calculado no item a e uma corrente de carga de 5A. c) o maior valor da resistência de carga que ainda

garante a condução contínua. d) a amplitude do *ripple* da tensão de saída do conversor (em condução contínua). e) as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de saída para Io=5A. f) as tensões máximas nas chaves. *Resp.: D=0,42;* I_{LC}*=0,725A; R<6,9Ω; ΔVo=82,4mV;*

28. Projete um conversor chaveado para alimentar uma carga que opera em 3.3VCC e pode consumir de 0.2A a 3A, dependendo das condições. A tensão da fonte disponível é 5V, a frequência de chaveamento escolhida é 200kHz e o *ripple* da tensão de saída não deve ser superior a 1%. O regime de condução deve ser contínuo. Determine L, C, a corrente de pico nas chaves (transistor e diodo), a corrente média nas chaves e a tensão máxima que devem suportar. *Resp.: L>14µH; C>7,6 µF; ITmed=2A*

Conversor *Boost*

29. Como o conversor *Boost* obtém uma tensão de saída superior à de entrada?
30. Em condução contínua, qual é a expressão matemática da tensão de saída do conversor *Boost*? E na condução descontínua? Qual delas somente depende do ciclo de trabalho e da tensão de entrada
31. Explique com suas próprias palavras o funcionamento do conversor *Boost* em condução contínua. Em seguida explique a diferença para o funcionamento em condução descontínua.
32. Num conversor *Boost* operando em condução contínua, o que se deve fazer para manter a tensão de saída no mesmo valor caso a tensão de entrada aumente? E se a tensão de entrada diminuir?
33. Como se determina o regime de condução do conversor Boost?
34. No conversor *Boost* operando em condução contínua, qual a relação entre a corrente média no indutor e a corrente de carga? (Dica: a corrente no indutor é a mesma corrente da fonte Vd. Use a relação de conservação de energia Pout=Pin (conversor ideal) para deduzir a relação pedida).
35. Considere um conversor *Boost* (faça o diagrama do circuito) com os seguintes parâmetros: tensão de entrada: 12V, valor do indutor: 50µH, valor do capacitor: 15uF, frequência de chaveamento: 100kHz. Desejando-se que a tensão de saída seja igual a 48.0V, determine: a) o valor do ciclo de trabalho (suponha condução contínua) b) O regime de condução real considerando-se o ciclo de trabalho calculado no item a e uma corrente de carga de 5A. c) o maior valor da resistência de carga que ainda garante a condução contínua. d) a amplitude do *ripple* da tensão de saída do conversor (em condução contínua). e) o valor da corrente de entrada para uma corrente de carga de 1A. f) as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de saída. g) as tensões máximas nas chaves. Resp.: a) D=0,75; b) I_{LC}=0,9A; IL=20A → cond. contínua; c) Rmax=213,3Ω; d) ΔVo=2,5V; e) Is=4A;
36. Projete um conversor chaveado para alimentar uma carga que opera sob 420VCC e exige uma corrente de 0.5A a 4A. A tensão de entrada disponível é 45V, a frequência de chaveamento escolhida é 20kHz e o *ripple* da tensão de saída não deve ser superior a 5%. O regime de condução deve ser contínuo. Determine L, C, a corrente de pico nas chaves (transistor e diodo), a corrente média nas chaves e a tensão máxima que devem suportar. Resp.: L>226µH; C>8,5µF; ITmed=32,3A; IDmed=4A.

Conversor *Buck-Boost*

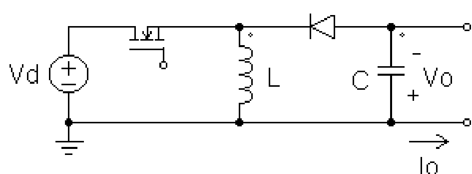
37. O conversor *Buck-Boost* é do tipo abaixador-elevador de tensão. Cite algumas aplicações para esse conversor.
38. Faça o diagrama do circuito do conversor *Buck-Boost* e em seguida explique com suas palavras como a tensão de saída fica com polaridade oposta à de entrada.
39. Em condução contínua, qual é a expressão matemática da tensão de saída do conversor *Buck-Boost* ? E na condução descontínua? Qual delas é linear e somente depende do ciclo de trabalho e da tensão de entrada?
40. Explique com suas próprias palavras o funcionamento do conversor *Buck-Boost* em condução contínua. Em seguida explique a diferença para o funcionamento em condução descontínua.

41. Como se determina o regime de condução do conversor *Buck-Boost* ?

42. Considere um conversor *Buck-Boost* com os seguintes parâmetros: tensão de entrada: 5V, valor do indutor: 400μH, valor do capacitor: 220μF, frequência de chaveamento: 20kHz. Desejando-se que a tensão de saída seja igual a -15.0V, determine: a) o valor do ciclo de trabalho (suponha condução contínua) b) O regime de condução real considerando-se o ciclo de trabalho calculado no item a e uma corrente de carga de 3A. c) o maior valor da resistência de carga que ainda garante a condução contínua. d) o valor da corrente de entrada para uma corrente de carga de 2A. e) as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de saída. f) as tensões máximas sobre o transistor e sobre o diodo. g) Determine I_{Tmed} e I_{Dmed}. *Resp.*: D=0,75; I_{LC}= 0,234A; cond. contínua; *Iin*=6A; V_{Tmax}=V_{Dmax}=20V.

Miscelânea

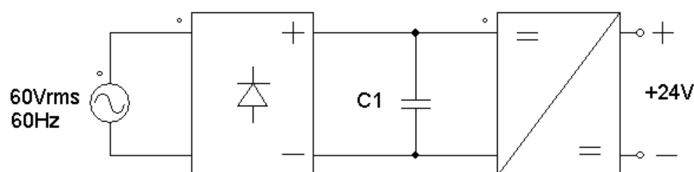
43. O conversor abaixo opera com Vd= +5V, L=100uH, C=47uF, e frequência de chaveamento igual a 20kHz. Determine:



a) O tipo do conversor
b) O valor da tensão de saída se o ciclo de trabalho for igual a 0,75 e Io=1A.
c) O valor do ciclo de trabalho se Vo=15V e Io=50mA *Resp.: D=0,346*
d) O valor da corrente média no indutor para uma tensão de saída de 15V e Io=3A.
e) As tensões máximas sobre os semicondutores

Resp.: Vo=-15V, Ioc=78,12mA

44. Deseja-se alimentar uma carga com +24V a partir da tensão de 60Vrms/60Hz disponível no interior de um grande equipamento. Para isso, a tensão CA foi retificada como mostra o diagrama abaixo.



A demanda de corrente na linha de +24V pode variar entre 1A e 10A, e a tensão no barramento CA pode variar ±10%.

a. Escolha um conversor CC-CC chaveado não isolado para regular a tensão de saída em +24V e desenhe seu diagrama elétrico.
b. Dimensione o indutor e o capacitor do conversor CC-CC de modo que em toda a faixa de operação o *ripple* máximo na tensão de saída seja menor que 0,5% e o regime de condução seja contínuo. Despreze o *ripple* no capacitor C1 do barramento CC. Utilize uma frequência de chaveamento de 100kHz e considere um conversor ideal.
c. Determine as correntes de pico nos semicondutores do conversor CC-CC
d. Determine as tensões máximas nos semicondutores do conversor CC-CC

45. Um barramento CC de +48V deve ser obtido a partir da tensão de um gerador CC de uma locomotiva diesel-elétrica. Dependendo da velocidade da locomotiva, a tensão gerada pode variar entre +30V e +120V. A demanda de corrente na linha de +48V pode variar entre 5A e 30A.

a. Utilizando os conversores CC-CC não isolados que você conhece, é possível obter a tensão de +48V com apenas um estágio de conversão? Se não, elabore uma estratégia (associação de conversores) para realizar a tarefa.

b. Dimensione o indutor e o capacitor de cada conversor de modo que o *ripple* da tensão de saída seja sempre menor que 1% e a condução seja sempre contínua. Considere uma frequência de chaveamento de 100kHz e componentes ideais.
c. Determine as correntes de pico nos semicondutores dos conversores CC-CC
d. Determine as tensões máximas nos semicondutores dos conversores CC-CC

Respostas dos Exercícios 43, 44 e 45

43. *Conv. Buck-Boost; Ioc*=93,7mA; Vo=15V; D=0,548; I_{Lmed}=12A; V_{Tmax}=V_{Dmax}=20V.

44. *Conv. Buck*; L>89,1μH; C>20,8μF; i_{Dmax}=i_{Tmax}=i_{Lmax}=11A; V_{Tmax}=V_{Dmax}=93,34V.

45. *Uma solução: associação de um Boost e um Buck em série.* Escolhendo Vo_{boost}=150V=Vin_{Buck}; tem-se para o conv. Boost: 0,2<D<0,8; Po_{min}=48*5=240W; Po_{max}=48*30=1440W⇒Io_{min_Boost}=1,6A; $I_{LCBoost}$=2A (pior caso); L>60μH; C_{boost}>51,2μF; i_{Dmax}=i_{Tmax}=i_{Lmax}=50A; V_{Tmax}=V_{Dmax}=150V.

Para o conv. *Buck*: Vin=150V; Vo=48V; D=0,32; I_{LC}=Io_C=5A; L> 32,6μH; C>26,1μF; ; i_{Dmax}=i_{Tmax}=i_{Lmax}=35A; V_{Tmax}=V_{Dmax}=150V.

7.3 – Exercícios: Conversores CC-CC com Isolamento Elétrico

Transformador dos Conversores

1. Defina as seguintes grandezas e forneça as respectivas unidades no sistema internacional:
   a. Permeabilidade magnética
   b. Fluxo magnético
   c. Densidade de fluxo magnético
   d. Intensidade de fluxo magnético
2. Quais as funções do transformador numa fonte de alimentação?
3. Faça o diagrama do modelo elétrico do transformador real e identifique cada um de seus componentes. Em seguida explique:
   a. Indutância de magnetização
   b. Indutância de dispersão
   c. Laço de histerese
   d. Perdas por histerese
   e. Perdas por correntes de Foucault
   f. Perdas no cobre
   g. Efeito pelicular
4. Como surgem as correntes de Foucault? Quais as formas de se atenuar seu efeito?
5. Desenhe a curva de magnetização de um material ferromagnético típico e identifique a região de saturação. O que significa essa "saturação"?
6. Escreva expressão matemática da Lei de Faraday para a indução magnética e em seguida explique o seu significado com suas próprias palavras.
7. Se aplicamos uma fonte de tensão CC ao primário do transformador, surge tensão no secundário? Se sim, durante quanto tempo? Explique.
8. Qual o efeito da indutância de dispersão sobre o funcionamento do conversor?
9. O que é um circuito *snubber*? Qual a sua função?
10. Os conversores *Fly-back* e *Forward* utilizam somente a metade da curva de magnetização do núcleo pelo fato de aplicarem somente tensão positiva ao primário. Quais conversores utilizam toda a curva de magnetização do núcleo?

Conversor *Fly-Back*

11. Cite as principais características do conversor *Fly-Back*.
12. Desenhe o diagrama do conversor *Fly-Back* e mostre suas etapas de funcionamento para o modo contínuo, explicando cada uma delas. Desenhe as formas de onda de tensão e corrente no primário e nas chaves.
13. Quais as máximas tensões que as chaves do conversor *Fly-Back* devem suportar?

Conversor *Forward*

14. Quais as características do conversor *Forward*?
15. Para que servem o indutor e capacitor na saída do conversor *Forward*? Através de qual caminho se dá a etapa de roda livre do indutor?
16. Desenhe o diagrama do conversor *Forward* e mostre suas etapas de funcionamento em modo contínuo, explicando cada uma delas.
17. Qual a máxima tensão que o transistor do conversor *Forward* deve suportar?
18. Para que serve o terceiro enrolamento do transformador do conversor *Forward*? Por que o conversor *Fly-Back* não precisa deste enrolamento?
19. Desenhe o diagrama do conversor *Forward* a dois transistores e explique seu funcionamento.

Conversor *Push-Pull*

20. Quais as características do conversor *Push-Pull*?
21. Desenhe o diagrama do conversor *Push-Pull* e mostre suas etapas de funcionamento em modo contínuo, explicando cada uma delas.
22. Os transistores do conversor *Push-Pull* podem sem comandados simultaneamente? Por que?
23. Então qual o esquema de comando dos transistores do conversor *Push-Pull*?
24. O conversor *Push-Pull* opera com fluxo magnético bidirecional (positivo e negativo) no núcleo. Como isso ocorre?
25. Através de qual caminho se dá a etapa de roda livre do indutor de saída do conversor *Push-Pull*?
26. Como ocorre a desmagnetização do núcleo do transformador desse conversor?

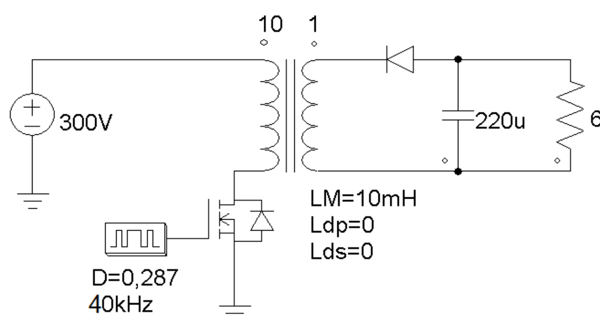
Conversor Meia Ponte

27. Quais as características do conversor Meia Ponte?
28. Desenhe o diagrama do conversor Meia Ponte e mostre suas etapas de funcionamento em modo contínuo, explicando cada uma delas.

Miscelânea

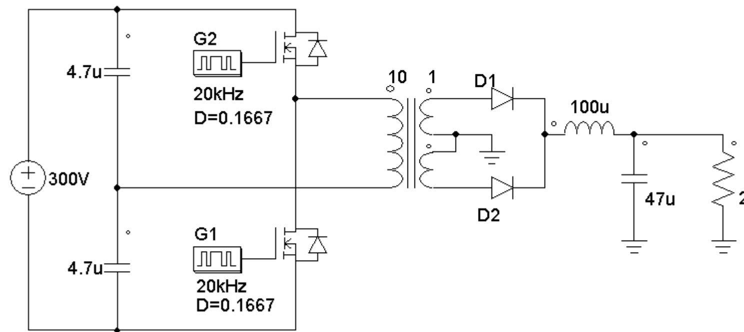
29. O conversor abaixo opera em condução contínua. Determine:

a) A tensão de saída;
b) A ondulação da tensão de saída;
c) A tensão máxima sobre o transistor;
d) A corrente que circula pelo diodo imediatamente após o corte do transistor, sabendo-se que a corrente de pico no transistor é de 0,38A;
e) Esboce as formas de onda da tensão no transistor, corrente no transistor, corrente no diodo para os regimes contínuo e descontínuo de condução.



Resp.: v_o*=12V;* ΔV_o*=65mV; VTmax=420V; IDmax=3,8A;*

30. Lembrando que o conversor abaixo é derivado do conversor *Buck*, e assim as mesmas equações são aplicáveis (acrescidas do fator N_2/N_1), determine (despreze a ondulação nos capacitores de entrada):



a. A tensão de saída (supondo condução contínua);
b. O valor de I_{LC} e o regime de condução;
c. A ondulação da tensão de saída;
d. A tensão máxima sobre os transistores;
e. A tensão máxima sobre os diodos;
f. Esboce as formas de onda da tensão no primário e da tensão na entrada do filtro LC.

Respostas dos Exercícios 29 e 30 (Conversores com Isolamento Elétrico)

29. *Resp:* V_o=12V, ΔV_o≈130mV, VTmax=420V, IDpico=3,8A.

30. *Resp:* V_o=5V, I_{LC}=0,417A, ΔV_o≈55mV, VTmax=300V, VDmax=30V.

Manutenção de Fontes Chaveadas

31. O que é um circuito snubber ?
32. O que é um capacitor HFC?
33. Quais as diferenças entre um diodo Schottky e de um diodo PN?
34. Identifique os tipos de fonte da Figura 6.1, da Figura 6.2 e da Figura 6.3.
35. Identifique na Figura 6.1: o(s) transistor(es) principal(ais), o circuito *snubber* de proteção do transistor e o elo de realimentação da fonte.

PARTE IV: CONVERSORES CC–CA – INVERSORES

1 – INTRODUÇÃO AOS CONVERSORES CC-CA

Os conversores CC-CA ou Inversores produzem em sua saída uma tensão CA a partir de uma fonte CC de entrada, como ilustrado na Figura 1.1.

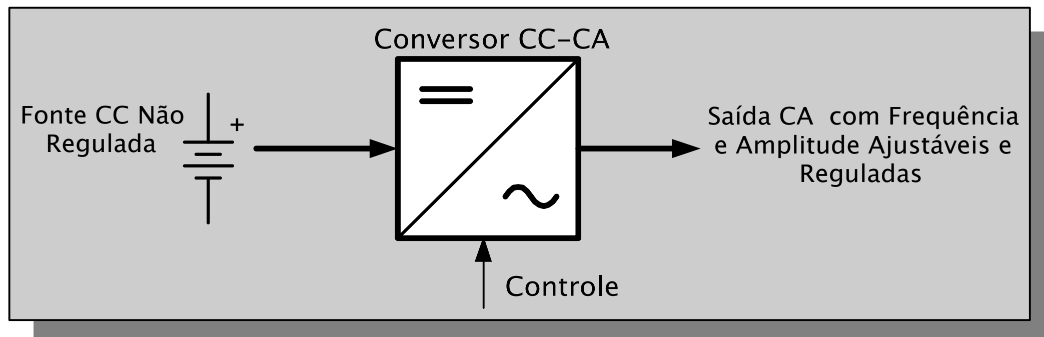


Figura 1.1 – Conversão CC-CA

Os inversores estáticos de potência possuem muitas aplicações nas áreas industrial, comercial, residencial, e de transportes, tais como:

- Acionamento de motores CA a velocidade variável (máquinas, veículos, locomotivas, etc.);
- UPS – Fonte ininterrupta de energia ("No-Break");
- Conexão de painéis fotovoltaicos à rede elétrica ou em sistemas isolados da rede;
- Iluminação fluorescente;
- Aquecimento indutivo – Fornos de indução industriais ou domésticos;
- Transmissão de energia em CC a alta tensão – HVDC;
- Filtros Ativos de Potência;
- etc.

1.1 – CLASSIFICAÇÃO DOS INVERSORES

Primeiramente, os inversores podem ser classificados em Inversores Não-Autônomos e Inversores Autônomos:

❖ **Inversores Não-Autônomos**

Os inversores não-autônomos utilizam tiristores e operam ligados à rede elétrica CA, a qual é responsável pela comutação dos dispositivos, daí o seu nome. A frequência de funcionamento é fixa e igual à frequência da rede. O controle do fluxo de energia do lado CC para o lado CA pode ser efetuado através da variação do ângulo de disparo dos tiristores, que deve ser maior que 90º para o funcionamento no modo inversor.

Atualmente, a utilização de inversores não autônomos é restrita a aplicações de potências muito elevadas, como nos sistemas HVDC e em acionamentos de motores CA de potências muito elevadas (dezenas de MW). A Figura 1.2 ilustra um circuito típico. O indutor é necessário para fazer a interface entre as fontes CC e CA, limitando a ondulação da corrente.

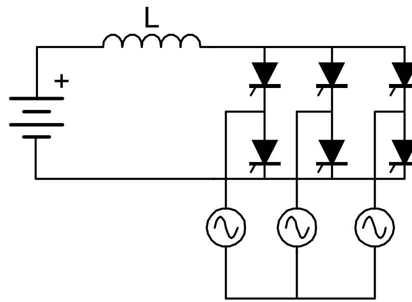


Figura 1.2– Inversor não autônomo trifásico. A fonte CA trifásica recebe energia da fonte CC.

❖ Inversores Autônomos

Nos inversores autônomos, a comutação das chaves é determinada pelo circuito de comando, ou seja, esses inversores utilizam chaves com disparo e bloqueio comandáveis. Desta forma, os inversores autônomos operam independentemente da presença da rede elétrica, e podem gerar em sua saída tensões com frequências ajustáveis. As estruturas de inversores autônomos serão estudadas posteriormente neste texto. Devido ao grande desenvolvimento dos semicondutores de potência nos últimos anos, atualmente a maior parte dos inversores comerciais utilizam transistores IGBT, ficando os tiristores reservados às aplicações de altíssimas potências. Os transistores IGBT são muito mais fáceis de se comandar, pois sua característica de entrada é a mesma de um MOSFET, ou seja, são dispositivos comandados por tensão. Além disso, os transistores IGBT são muito mais rápidos, permitindo a operação em frequências mais elevadas com menores perdas. Já os tiristores, por outro lado, possuem apenas o disparo comandado, o que exige caros e complexos circuitos auxiliares de comutação forçada (vide Figura 2.2).

Com relação à característica da saída, os inversores podem ser:

- *Inversores tipo fonte de tensão* (VSI – "Voltage Source Inverters" : Nos inversores VSI, a tensão de saída é a variável imposta, ficando a corrente dependente da necessidade da carga;

- *Inversores tipo fonte de corrente* – CSI – "Current Source Inverters": Já nos inversores CSI, a corrente de saída é imposta pelo inversor. Normalmente são utilizados em aplicações de potências mais elevadas.

No presente trabalho serão estudados somente os inversores VSI, os quais são muito mais difundidos.

A Figura 1.3 mostra uma classificação geral para os inversores estáticos de potência.

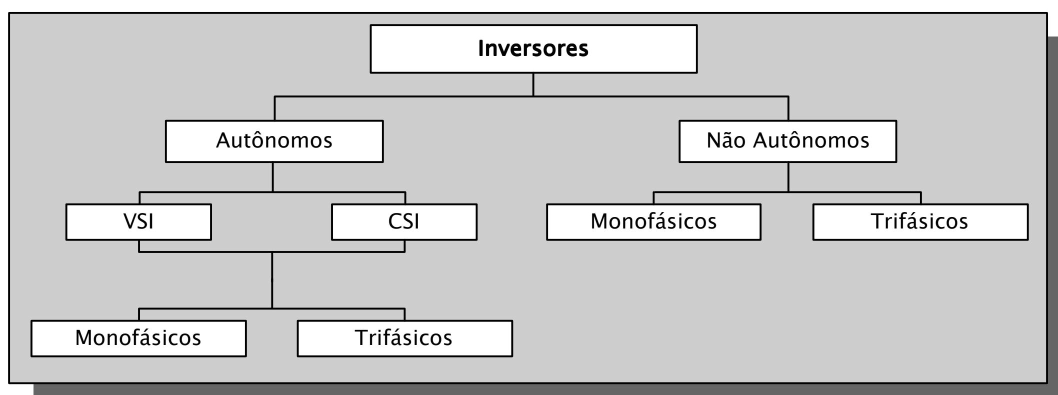


Figura 1.3 – Classificação dos Inversores.

1.2 – QUADRANTES DE OPERAÇÃO (MODO INVERSOR E MODO RETIFICADOR)

De um modo geral, a corrente de saída de um inversor VSI não estará em fase com a tensão gerada, possivelmente pelo fato da carga possuir uma parcela indutiva ou características não lineares. A Figura 1.4 mostra uma situação de funcionamento em que a corrente de carga é senoidal e está atrasada em relação à tensão (carga indutiva).

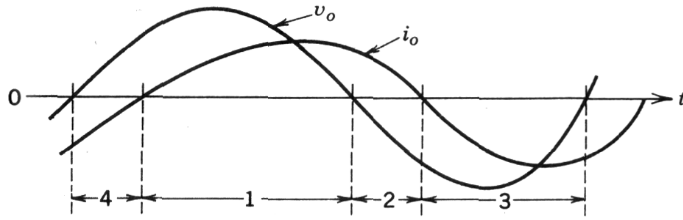


Figura 1.4 – Tensão de corrente de saída do inversor

Nos intervalos 1 e 3 mostrados na Figura 1.4, a tensão e corrente possuem a mesma polaridade, o que indica que o fluxo instantâneo de energia é do inversor para a carga, ou seja, do lado c.c. para o lado c.a. Já nos intervalos 2 e 4, tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica o fluxo instantâneo de energia da carga para a fonte, ou seja, do lado c.a. para o lado c.c.. Isso mostra que para que a carga seja alimentada adequadamente, o inversor deve ser capaz de operar nos quatro quadrantes do plano ***vo*** x ***io***.

É importante ressaltar que o modo de operação ilustrado acima é inversor, já que o fluxo *médio* de energia é positivo (modo inversor). Isso ocorre na região onde -90º < ϕ < 90º , onde ϕ é o defasamento entre a tensão e a corrente. Os conversores c.c.-c.a. são em geral reversíveis, podendo operar com fluxo médio de potência negativo, isto é, na região onde 90º < ϕ < 270º (modo retificador).

1.3 – TIPOS DE TENSÃO DE SAÍDA DOS INVERSORES VSI

Utilizando chaves, os inversores estáticos VSI sintetizam em sua saída uma forma de onda CA a partir de uma tensão contínua CC. Entretanto, num inversor básico, apenas três valores discretos de tensão são possíveis na saída do inversor: $+E$, $-E$, ou zero, onde E é o valor da tensão CC disponível. Existem inversores que são capazes de produzir tensões intermediárias na carga além dessas, utilizando os valores $\pm E/2$, $\pm E_d/3$, etc. São os inversores multiníveis, que não serão tratados aqui.

Utilizando apenas algumas possibilidades (níveis), o inversor deve sintetizar uma tensão CA com amplitude, frequência e forma de onda adequadas à carga. Quase sempre a forma de onda desejada é senoidal. Para se quantificar o grau de distorção da tensão produzida em relação a uma senóide pura, utiliza-se o índice chamado *DHT* – Distorção Harmônica Total (ou THD em inglês), definida como

$$DHT\% = 100\% \cdot \frac{\sqrt{V_{(RMS)}^2 - V_{1(RMS)}^2}}{V_{1(RMS)}}, \tag{1.1}$$

que é um número puro e pode ser inclusive maior que 100%. De acordo com essa definição, uma senoide pura possui DHT=0%, já que seu valor eficaz total V_{RMS} é igual ao valor eficaz de sua componente fundamental $V_{1(RMS)}$.

A forma de onda da tensão produzida pelos inversores é diferente de uma senoide pura. Ela possui componentes harmônicas que fazem com que seu V_{RMS} seja maior que seu $V_{1(RMS)}$, e a DHT fica maior que zero. O valor eficaz de uma forma de onda de tensão que possui N componentes harmônicas é

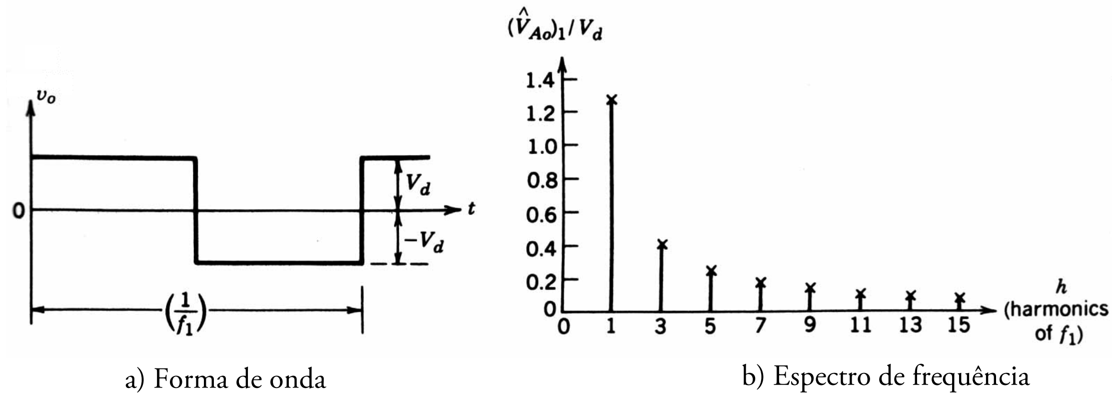
$$V_{RMS} = \sqrt{V_{1(RMS)}^2 + V_{2(RMS)}^2 + V_{3(RMS)}^2 + \cdots + V_{N(RMS)}^2} \,. \tag{1.2}$$

A DHT da tensão produzida pelos inversores multiníveis tende a ser menor, devido ao maior número de degraus utilizados. A DHT também pode ser utilizada para quantificar o grau de distorção da corrente ao invés da tensão. Para identificar a que se refere dada DHT, utilizam-se os índices *v* e *i*: DHT_v ou DHT_i. A seguir estão apresentadas algumas técnicas de operação utilizadas nos inversores VSI básicos.

1.4 – Operação em Onda Quadrada

Nesta técnica, apenas a frequência da tensão de saída pode ser controlada. A amplitude da tensão gerada é dependente apenas da tensão da fonte CC, enquanto sua frequência pode ser variada. A Figura 1.5a ilustra a forma de onda e a Figura 1.5b apresenta o respectivo espectro de frequências.

O conteúdo harmônico da forma de onda da tensão possui harmônicas de grande amplitude em baixas frequências (3,5,7...), o que exige o emprego de filtros grandes e caros. Por outro lado, as chaves somente mudam de estado duas vezes por ciclo, o que reduz a potência perdida devido à comutação. Isto é importante em potências muito elevadas, onde são empregados semicondutores com grande capacidade de bloqueio de tensão e alta capacidade de corrente, mas que são mais lentos (SCRs, GTOs e IGCTs), isto é, possuem maiores perdas por comutação.



a) Forma de onda b) Espectro de frequência

Figura 1.5 – Operação em onda quadrada

A componente fundamental da forma de onda de tensão é dada pela equação:

$$V_{o1} = \frac{4}{\pi} V_d = 1{,}273 \cdot V_d \,, \tag{1.3}$$

onde observa-se que ela possui amplitude maior do que a própria tensão CC V_d.

1.5 – Operação em Deslocamento de Fase – *Phase Shift*

Nesta técnica, a amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor é variado através do ângulo α de permanência no nível zero ("*blank time*") – Figura 1.6. A forma de onda é também chamada de "quase quadrada". Para operar em *phase-shift*, o inversor utilizado deve ser capaz de gerar o nível zero de tensão em sua saída.

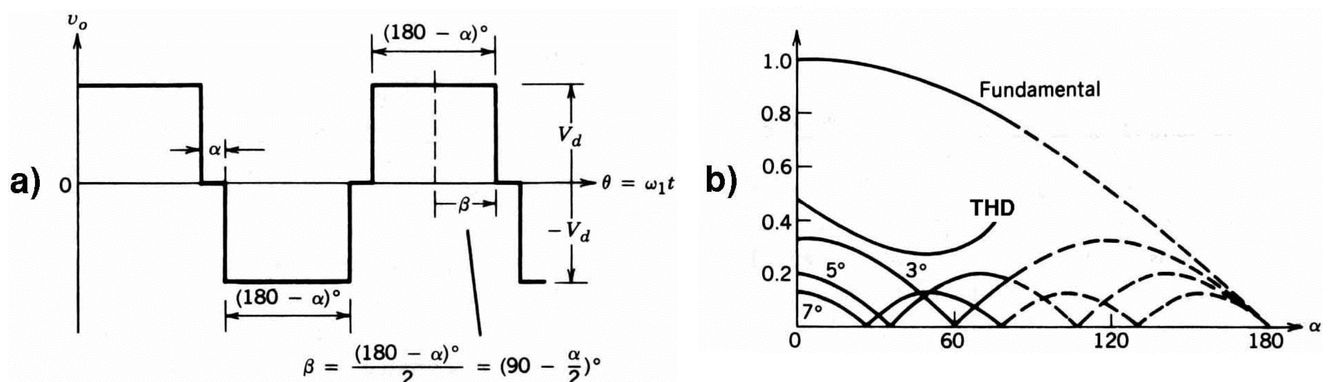


Figura 1.6 – Operação em Deslocamento de Fase – Phase Shift. (a) Tensão de saída; (b) Espectro de frequências.

As amplitudes dos harmônicos da forma de onda *phase-shift* pode ser calculada pela expressão

$$V_{oh} = \frac{4}{\pi h} V_d \cdot \operatorname{sen}\left[h\left(90 - \frac{\alpha}{2}\right)\right] , \tag{1.4}$$

onde h é a ordem do harmônico que se deseja calcular a amplitude. Por exemplo, para calcular a amplitude do terceiro harmônico, basta fazer h=3 em (1.4).

A amplitude da componente fundamental (h=1) da forma de onda da tensão é dada por:

$$V_{o1} = \frac{4}{\pi} V_d \cdot \cos \frac{\alpha}{2}, \tag{1.5}$$

A equação (1.5) indica que, se α for igual a zero (onda quadrada), a componente fundamental da forma de onda de tensão de saída do inversor terá amplitude $4/\pi$ vezes a tensão no barramento CC.

O valor eficaz da onda *phase-shift* pode ser encontrado aplicando a definição diretamente na forma de onda de tensão da Figura 1.6, resultando em

$$Vo_{RMS} = V_d\sqrt{1 - \frac{\alpha}{180}} . \tag{1.6}$$

A técnica *Phase-Shift* é um método simples do controle do valor eficaz da tensão de saída, levando a pequenas frequências de chaveamento e portanto baixas perdas por chaveamento. A tensão de saída possui componentes harmônicas de baixa frequência e grande amplitude, o que dificulta e encarece a filtragem.

1.6 – OPERAÇÃO SOB MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSOS - PWM

Esta técnica é a que produz a tensão de saída mais próxima de uma senóide. A amplitude da componente fundamental da tensão é variada através da largura dos pulsos, as quais por sua vez dependem do valor da tensão de controle – $v_{control}$, que é o sinal modulante da portadora v_{tri}. Há basicamente duas formas de PWM: dois e três níveis.

❖ PWM de 2 Níveis (ou PWM Bipolar)

A Figura 1.7 mostra os sinais referentes à modulação PWM de dois níveis. Através do espectro de frequência mostrado, é possível observar que a tensão de saída possui componentes harmônicas de alta frequência e pequena amplitude, as quais são muito mais facilmente filtráveis.

A frequência de chaveamento é igual à frequência da portadora, que pode variar desde aproximadamente 300Hz nos inversores de grande potência até 20kHz nos de menor potência. Entretanto, devido à maior frequência de chaveamento, as perdas por comutação são também maiores.

O índice de modulação em amplitude – m_a é definido como a relação entre a amplitude da tensão modulante $v_{control}$ e a amplitude da portadora v_{tri}:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} . \tag{1.7}$$

A amplitude da componente fundamental da tensão é dada por:

$$v_{o1} = m_a \cdot V_d , \tag{1.8}$$

desde que $m_a < 1$.

O índice de modulação em frequência é definido como a relação entre a frequência da portadora e a frequência de $v_{control}$.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}. \tag{1.9}$$

As componentes harmônicas aparecem em grupos centrados em m_f, $2 \cdot m_f$, $3 \cdot m_f$ ... etc. Se m_f é um inteiro ímpar, as harmônicas pares são eliminadas da forma de onda da tensão de saída, ficando apenas as ímpares.

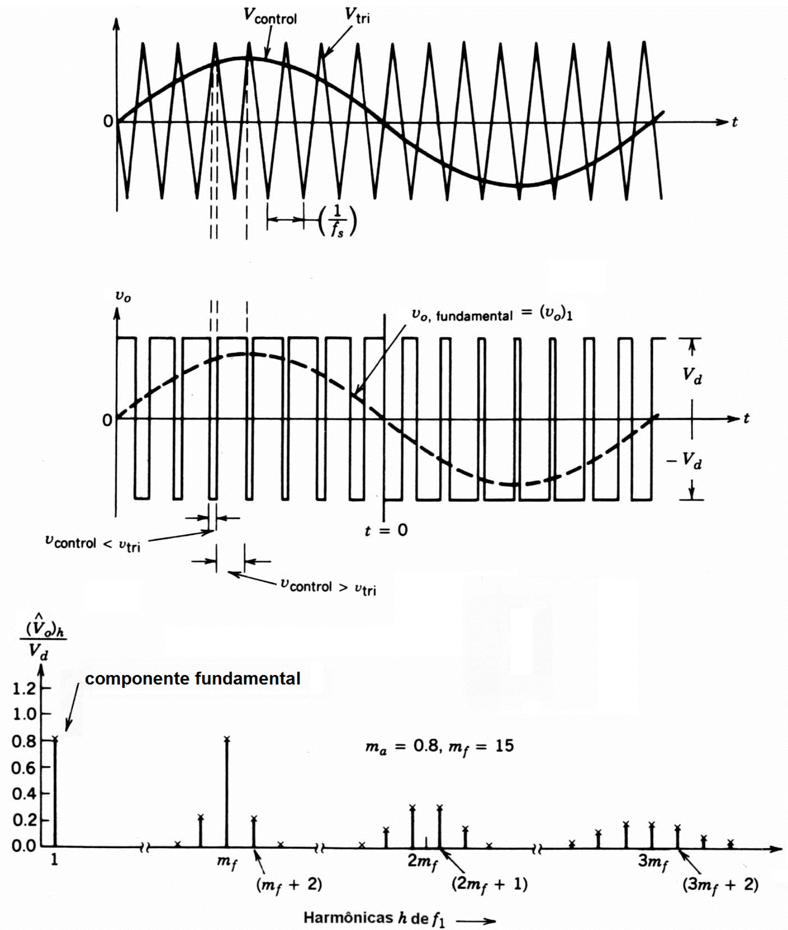


Figura 1.7 – Modulação PWM de dois níveis. No alto: tensão modulante ($v_{control}$) e portadora (v_{TRI}). No centro: Sinal PWM de 2 níveis e componente fundamental. Em baixo: Espectro de frequências do sinal PWM.

❖ **PWM de 3 Níveis (ou PWM Unipolar)**

A Figura 1.8 mostra os sinais referentes à modulação PWM de três níveis. São utilizadas duas tensões de controle: $v_{control}$ e $-v_{control}$, cada uma gerando um sinal de comparação que é aplicado às chaves do inversor. A forma de onda da tensão resultante na saída do inversor possui três níveis: $+V_d$, $-V_d$ e zero, daí o nome da técnica.

Em relação à modulação PWM de 2 níveis, o conteúdo harmônico da tensão de saída é menor, como pode ser observado na Figura 1.8c. É interessante observar que os harmônicos aparecem em grupos centrados em $2 \cdot m_f$, $4 \cdot m_f$, $6 \cdot m_f$, etc., ou seja, o primeiro grupo de harmônicos aparece centrado numa frequência que é o dobro da frequência em relação à modulação PWM de 2 níveis.

A mesma expressão define a amplitude da componente fundamental da tensão de saída:

$$V_{o1} = m_a \cdot V_d. \tag{1.10}$$

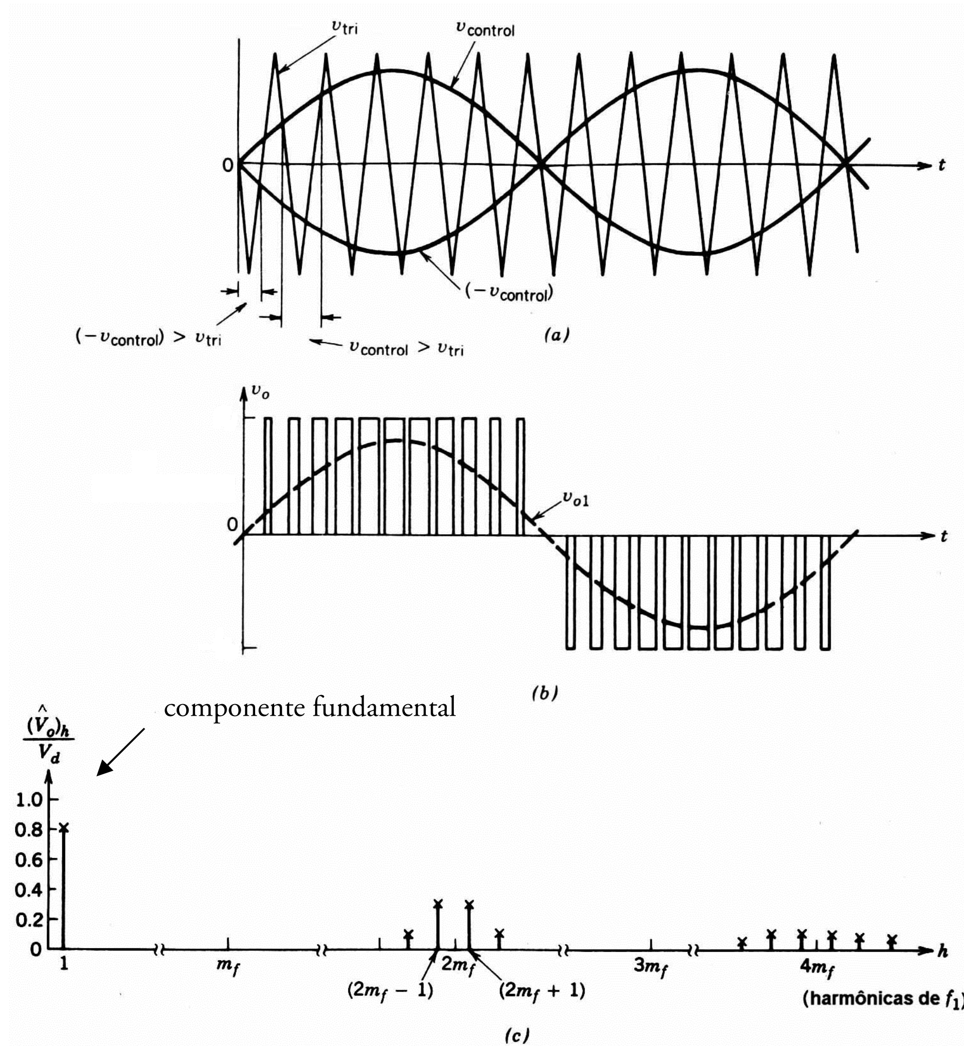


Figura 1.8 – Modulação PWM de três níveis. No alto: tensão modulante 1 ($v_{control}$), modulante 2 ($-v_{control}$), e portadora (v_{TRI}). No centro: Sinal PWM de 3 níveis e sua componente fundamental. Em baixo: Espectro de frequências do sinal PWM de três níveis.

2 – Inversores Monofásicos

A estrutura de um inversor monofásico em ponte está representada na Figura 2.1. Neste inversor, há dois conjuntos de chaves chamados “braços” (*arms* ou *legs*): S_1/S_2 e S_3/S_4. As chaves de um mesmo braço nunca podem ser comandadas simultaneamente, por motivos óbvios. De um modo geral, os inversores monofásicos podem ser controlados para gerarem tensões PWM de 2 e 3 níveis, *phase-shift* ou onda quadrada. O método utilizado deverá levar em conta as necessidades da carga e o compromisso entre a frequência de chaveamento e as perdas por comutação. A forma de comando de suas quatro chaves define a forma de sua tensão de saída v_{ab}, que pode assumir os valores $+E$, $-E$ ou 0. O nível zero deve ser produzindo fechando-se as chaves S_1 e S_3 ou S_2 e S_4, de modo a permitir que a corrente continue a fluir pela carga. A carga prevista para os inversores VSI é indutiva (corrente em atraso), e assim as chaves bidirecionais são realizadas com uma chave controlável ligada em antiparalelo com um diodo.

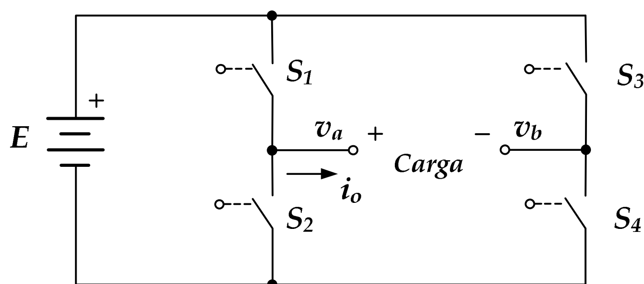


Figura 2.1 – Estrutura elementar de um inversor monofásico em ponte (“ponte H”).

As chaves controláveis dos inversores podem ser implementadas com tiristores (SCRs, GTOs, IGCTs) ou com transistores (IGBT e MOSFET). Devido à necessidade de circuitos de comutação forçada, os inversores a SCR são mais complexos (Figura 2.2), e por isso hoje possuem aplicações muito específicas, normalmente de potências bastante elevadas. Neste texto somente serão estudados inversores implementados com transistores. Na Figura 2.2, os SCRs T_1 a T_4 e os diodos D_1 a D_4 são as chaves principais do circuito, enquanto os tiristores T_{1A} a T_{4A} são chaves auxiliares que, juntamente com as malhas LC, formam os circuitos de comutação forçada para os SCRs principais.

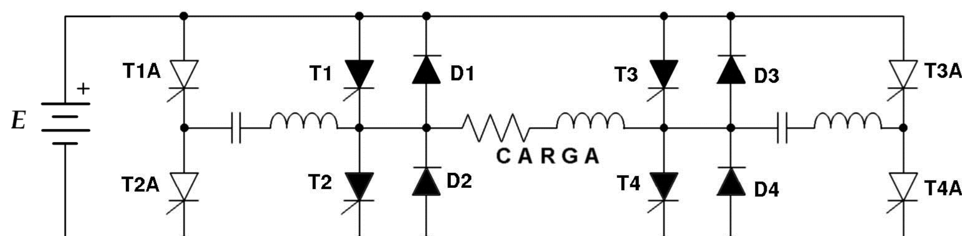


Figura 2.2 – Inversor monofásico em ponte a SCRs. Notam-se os tiristores e as redes LC auxiliares para a comutação forçada dos SCRs principais T1 a T4.

2.1 – Inversor Monofásico em ponte completa a Transistor

A Figura 2.3 mostra o circuito de potência do inversor monofásico em ponte completa implementado com transistores IGBT. Esta configuração pode operar sob quaisquer esquemas mostrados na seção II. De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, as possibilidades de condução das chaves são as mostradas na Tabela 2-2. Sempre que a tensão tiver a mesma polaridade da corrente, estarão conduzindo dois transistores diagonalmente opostos. Sempre que a tensão na carga tiver polaridade contrária à corrente, estarão conduzindo dois diodos diagonalmente opostos. Sempre que a tensão na carga for zero, estarão conduzindo um transistor e um diodo.

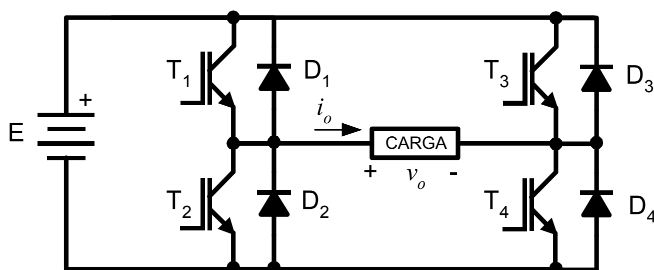


Figura 2.3 – Inversor monofásico em ponte completa a IGBTs

Tabela 2-2 – Configurações do Inversor Monofásico em Ponte

Configuração	*vo*	*io*	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	+E	+	T1, T4	Fonte → Carga
2	+E	-	D1, D4	Fonte ← Carga
3	-E	-	T2, T3	Fonte → Carga
4	-E	+	D2, D3	Fonte ← Carga
5	0	+	(T1, D3) ou (T4, D2)	Recirculando (roda-livre)
6	0	-	(T3, D1) ou (T2, D4)	Recirculando (roda-livre)

❖ Operação do Inversor Monofásico em Deslocamento de Fase - *Phase Shift*

A Figura 2.4 mostra a forma de onda de tensão de saída do inversor operando no modo de deslocamento de fase, juntamente com a forma de onda da corrente numa carga tipo resistor-indutor. Os números indicados na figura correspondem aos da Tabela 2-2.

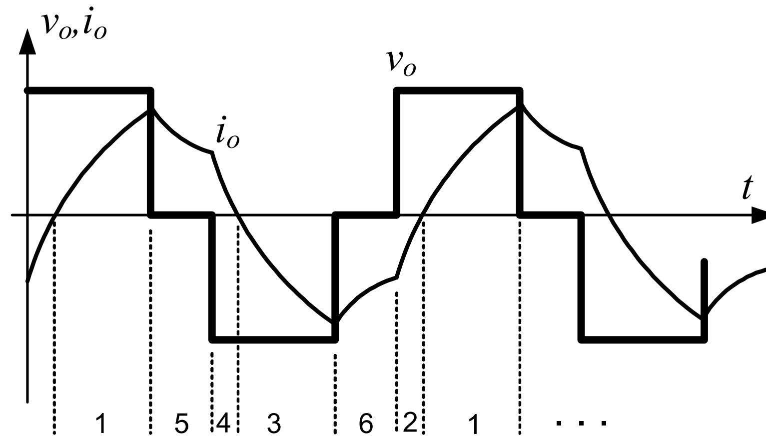


Figura 2.4 – Tensão e Corrente na carga – Operação em Phase-Shift

Devido ao defasamento causado pela presença da parcela indutiva na carga, surgem etapas (2 e 4) onde tensão e corrente possuem polaridades opostas, o que indica fluxo de energia no sentido CA para o CC. Estas etapas não ocorreriam caso a carga fosse puramente resistiva.

Observa-se que a forma de onda da corrente é não senoidal, fato que deriva do grande conteúdo harmônico presente na forma de onda da tensão de saída do inversor. A frequência de chaveamento é a mesma da tensão gerada, normalmente 60Hz.

❖ Operação em Modulação PWM

A operação sob modulação PWM permite uma forma de onda de corrente menos distorcida, ou seja, mais senoidal, o que é muito importante quando a carga é um motor CA. À medida que a frequência de chaveamento é elevada, a filtragem da tensão exige capacitores e indutores de menor tamanho. No caso da carga ser um motor CA, a corrente tende a ficar mais senoidal, devido ao efeito de filtragem efetuado pela indutância do enrolamento do estator. A Figura 2.5a mostra a forma de onda da tensão PWM (3 níveis), juntamente com sua componente fundamental. A Figura 2.5b mostra a forma de onda de corrente resultante. A Figura 2.5c mostra a forma de corrente para uma frequência de chaveamento maior.

As configurações assumidas são as indicadas na

Tabela 2-2. Sendo a frequência de chaveamento maior, essas configurações se alternarão também com maior frequência.

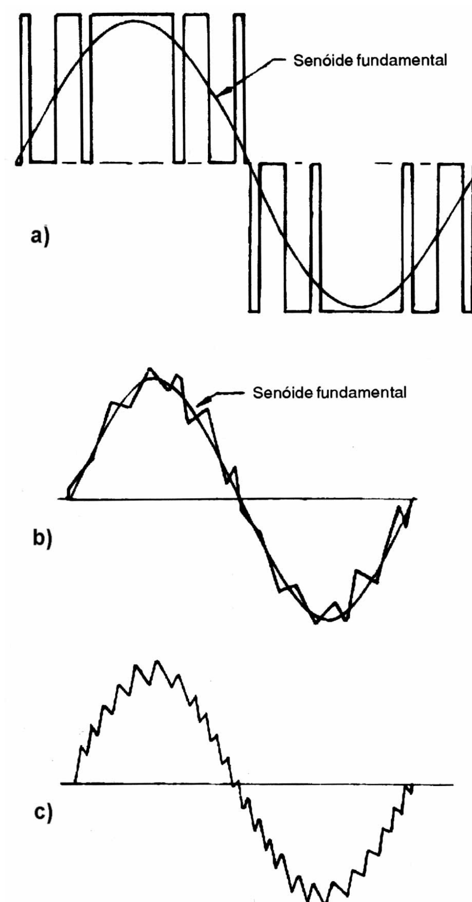


Figura 2.5 – a) Tensão PWM e sua componente fundamental b) Corrente numa carga indutiva c) Corrente numa carga indutiva (maior frequência de chaveamento)

2.2 – INVERSOR MONOFÁSICO EM MEIA PONTE – HALF BRIDGE

A Figura 2.6 mostra o circuito de potência do inversor monofásico em meia ponte implementado com transistores IGBT. A tensão instantânea aplicada à carga pode assumir apenas os valores +*E*/2 e -*E*/2, devido ao divisor de tensão capacitivo formado por C_1 e C_2. Esta configuração somente pode operar sob o esquema de onda quadrada e PWM de dois níveis porque não é possível impor tensão nula na carga e

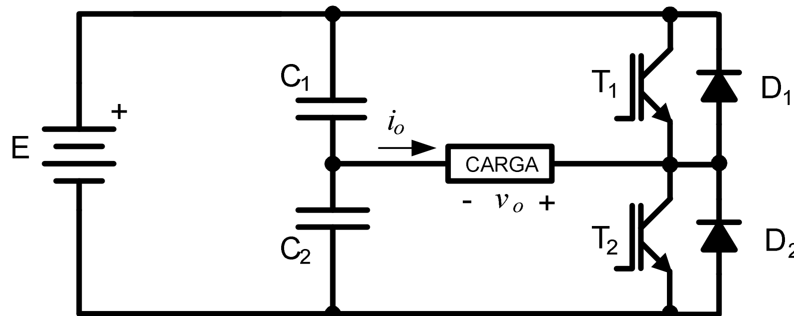


Figura 2.6 – Inversor monofásico em Meia Ponte a IGBTs.

manter a continuidade da corrente ao mesmo tempo. Com carga puramente resistiva, não há essa restrição. A vantagem é a economia de dois transistores e dois diodos. Por outro lado, os capacitores deverão ser capazes de suportar o valor eficaz da corrente de carga.

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Tabela 2-3 – Configurações do Inversor Meia-Ponte

Configuração	***vo***	***io***	**Chaves em Condução**	**Fluxo de Energia**
1	+*E*/2	+	T1	Fonte → Carga
2	+*E*/2	-	D1	Fonte ← Carga
3	-*E*/2	-	T2	Fonte → Carga
4	-*E*/2	+	D2	Fonte ← Carga

2.3 – INVERSOR MONOFÁSICO *PUSH-PULL*

A Figura 2.7 mostra o circuito de potência do inversor monofásico *Push-Pull*. A utilização do transformador permite o ajuste da tensão de saída, o que é útil por exemplo em UPSs ("No-Breaks") que utilizam baixas tensões de bateria (e.g. 12V, 24V). A amplitude da tensão instantânea induzida no secundário é igual a n·E, onde n é a relação de espiras.

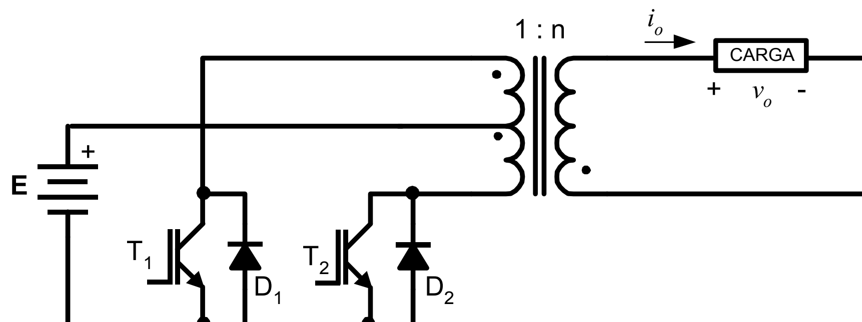


Figura 2.7 – Inversor Monofásico tipo Push-Pull

O transformador deve ser projetado para a frequência fundamental da onda de tensão (normalmente 50Hz ou 60Hz), e não para a frequência de chaveamento. Devido ao efeito auto-transformador no primário, cada semicondutor deve suportar o dobro da tensão contínua de entrada E.

Com carga indutiva, esta configuração somente pode operar sob o esquema de onda quadrada e PWM de dois níveis porque não é possível impor tensão nula na carga.

De acordo com as polaridades de tensão e corrente na carga, há as seguintes possibilidades de condução das chaves:

Tabela 2-4 – Configurações do Inversor Push-Pull

Configuração	v_o	i_o	Chaves em Condução	Fluxo de Energia
1	$+n \cdot E$	+	T_1	Fonte → Carga
2	$+n \cdot E$	-	D_1	Fonte ← Carga
3	$-n \cdot E$	-	T_2	Fonte → Carga
4	$-n \cdot E$	+	D_2	Fonte ← Carga

3 – INVERSORES TRIFÁSICOS

O inversor VSI trifásico possui um braço a mais que a sua versão monofásica, isto é mais duas chaves, como ilustra a Figura 3.1. As tensões de saída são obtidas nos centros dos braços. As tensões v_{ab}, v_{bc} e v_{ca} são as saídas do inversor.

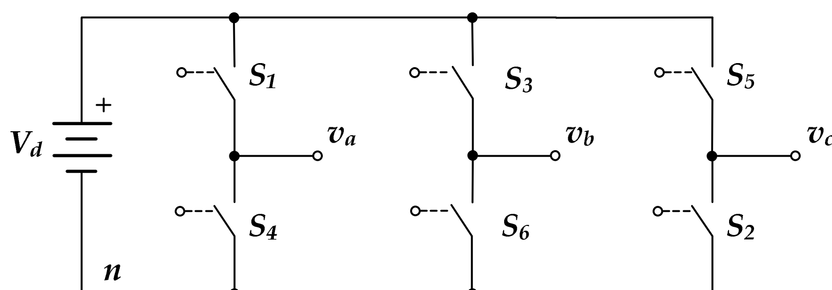


Figura 3.1 – Inversor Trifásico em Ponte

A Figura 3.2 mostra o circuito de potência do inversor trifásico em ponte completa a transistor, que é o mais comumente encontrado. A carga trifásica neste caso está ligada em estrela.

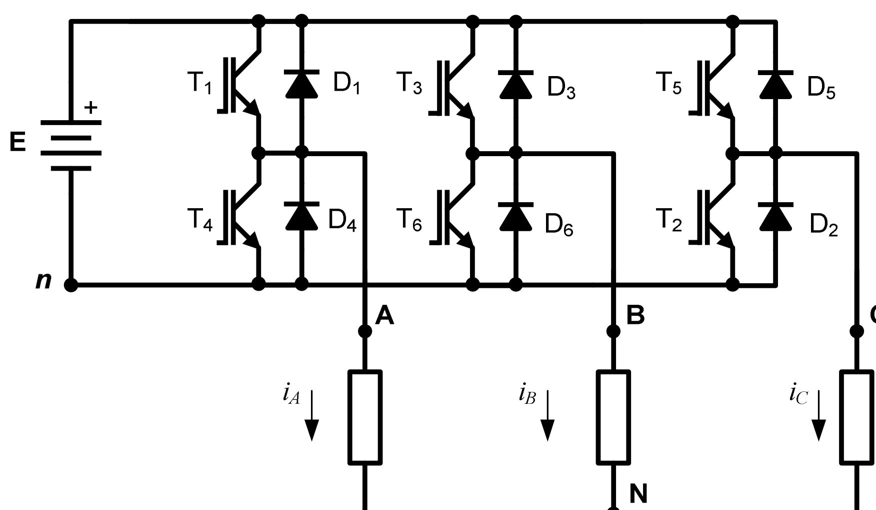


Figura 3.2 – Inversor Trifásico em Ponte com transistores IGBT com carga em Y

❖ Operação do Inversor Trifásico em Seis Degraus (*six-step*)

Este método de comando é um dos mais simples e antigos para o inversor trifásico. A frequência de chaveamento é baixa, o que é interessante em potências muito elevadas, mas a amplitude da componente fundamental da tensão de saída não pode ser ajustada. Apenas a frequência da tensão de saída pode ser alterada.

Na técnica de comando seis degraus a 180º, as chaves do inversor são comandas com um ciclo de trabalho de 50%. Neste caso, a tensão de linha possui três níveis (+*E*, -*E* e 0). A cada 60º há uma troca de chaves, e sempre há três chaves conduzindo simultaneamente, como ilustra a Figura 3.3. A forma de onda das tensões de linha é similar à da técnica *phase-shift*, com a diferença de que agora não é mais possível ajustar-se o ângulo de permanência no nível zero, que é fixo em 60º. A equação (1.6) indica que, neste caso, a tensão eficaz de linha é igual a 81,6% da tensão do barramento CC.

Para uma carga equilibrada em Y, as tensões fase-neutro (neutro no centro da carga) irão assumir os valores ±*E*/3 ou ±2*E*/3, porque ora dois terminais da carga estarão conectados ao terminal positivo de *E*, enquanto o terceiro estará conectado ao terminal negativo, ora dois terminais da carga estarão conectados ao terminal negativo de *E* e o terceiro ao terminal positivo de *E*. Isso resulta nas impedâncias Z e Z/2 dividindo a tensão *E*.

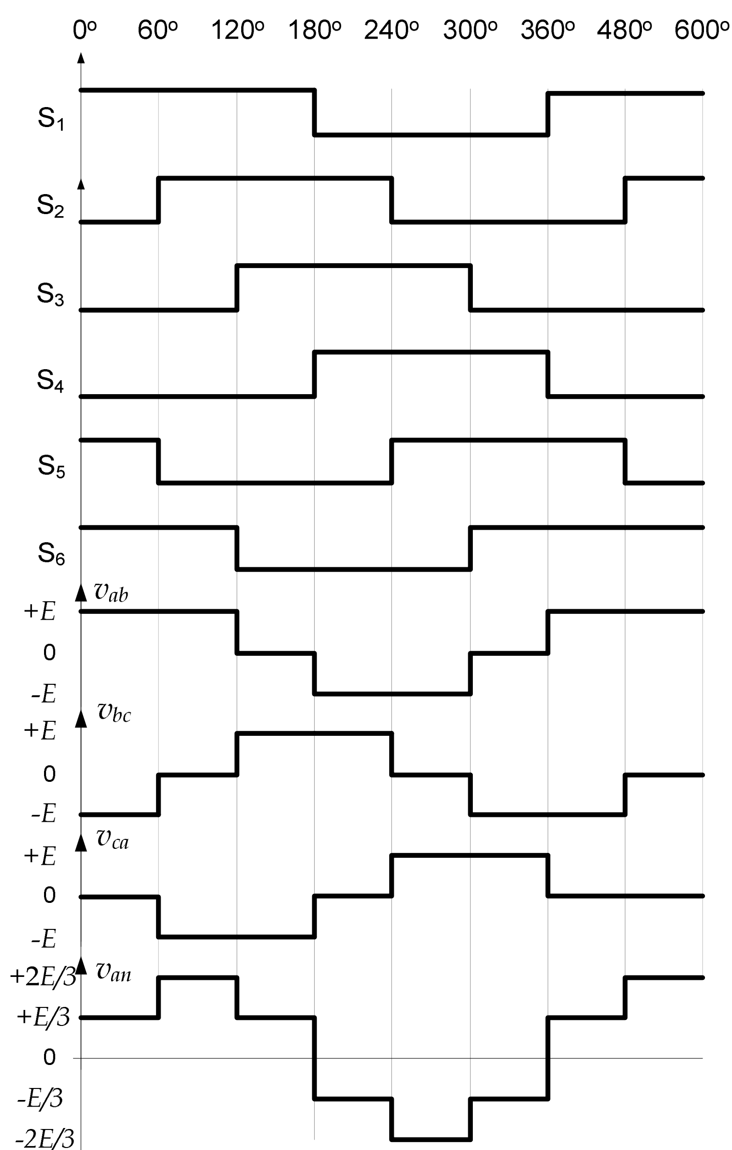


Figura 3.3 – Sequência de comando das chaves, tensões de linha e tensão de fase v_{an} produzidas na operação do inversor trifásico operando com a técnica de seis degraus – *six-step* (180º).

Este inversor pode também ser comandado com a técnica *six-step* a 120º. Nesse modo de comando, apenas duas chaves conduzem de cada vez. Uma dada chave conduz durante 120º e fica desligada por 240º. Isso significa que durante 60º um dos três terminais da carga não estará conectado nem ao terminal positivo de *E*, nem ao negativo. Durante esse intervalo, a tensão nessa fase da carga em relação ao neutro será zero, enquanto nas outras duas fases a tensão em relação ao neutro será $+E/2$ ou $-E/2$. Esta técnica é comumente utilizada com motores do tipo BLDC (*brushless* DC). Se a carga possuir indutância significativa (ângulo de atraso não desprezível), ela pode forçar a condução do diodo da fase que deixou de receber ordem de comando (o que ocorre a cada 60º), e assim a forma de onda da tensão fase-neutro assume também os níveis $\pm E/3$ ou $\pm 2E/3$, como no comando 180º, e as tensões fase-fase assumem valores nulos também.

❖ Operação do Inversor Trifásico em PWM

A modulação PWM trifásica permite o ajuste da amplitude da componente fundamental da tensão de saída, bem como de sua frequência. A Figura 3.4 mostra a forma de geração do PWM trifásico, assim como a tensão de saída de uma das fases do inversor e seu respectivo espectro de frequências. Nesse caso, há três tensões de controle de mesma amplitude, defasadas entre si 120º. Apesar das tensões de linha possuírem três níveis, o espectro correspondente possui o primeiro grupo de harmônicos centrado em torno de m_f, e não $2 \cdot m_f$ como no PWM de três níveis monofásico.

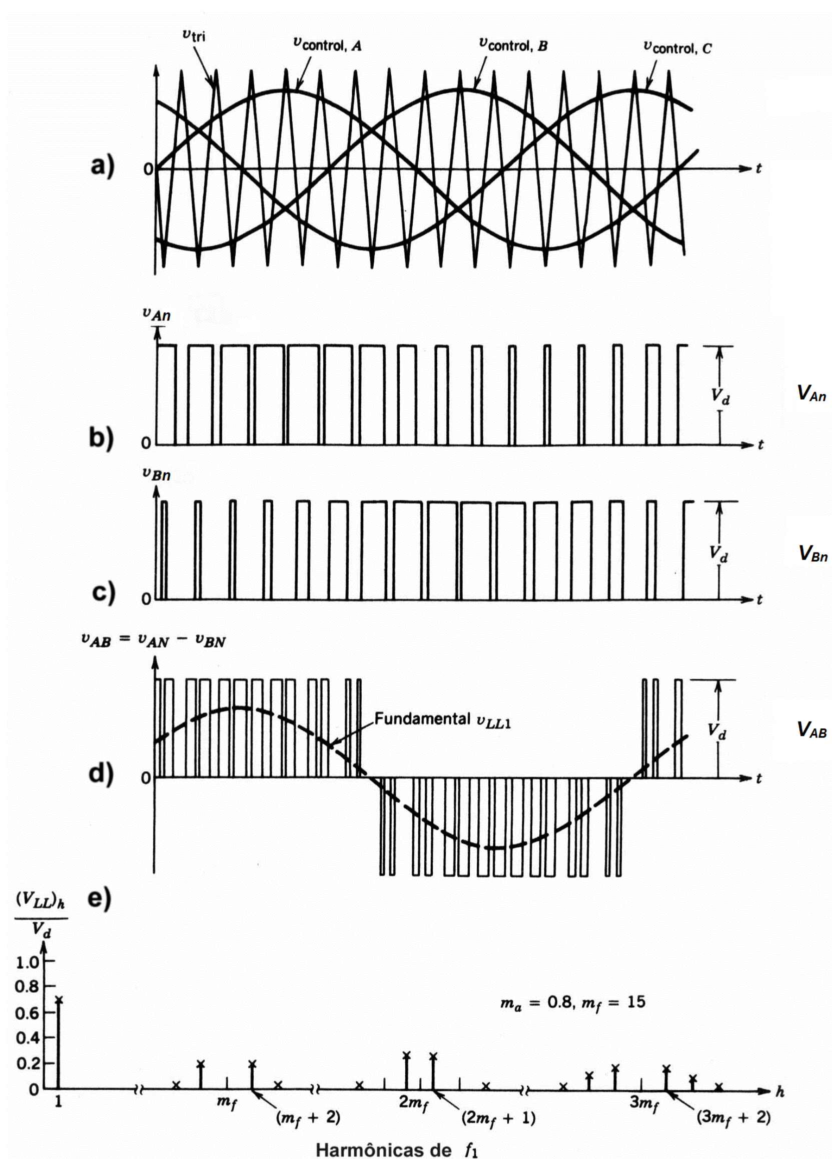
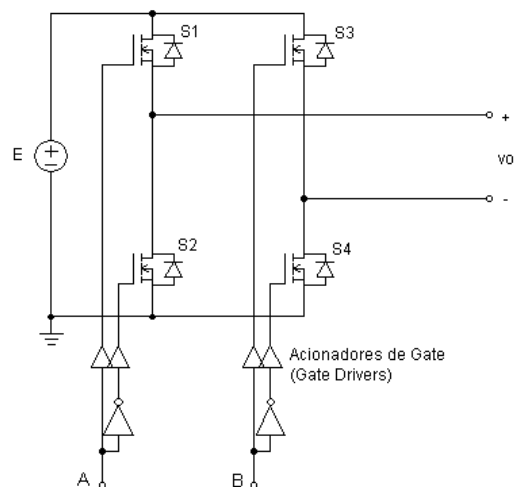


Figura 3.4 – Modulação PWM trifásica senoidal.

4 – EXERCÍCIOS – PARTE IV – CONVERSORES CC-CA

1. Qual a função dos conversores CC-CA? Cite algumas aplicações e desenhe os respectivos diagramas em bloco.
2. Escreva sobre o uso de motores CA em aplicações industriais que requerem velocidade ajustável, considerando suas vantagens em relação aos motores CC e o atual estágio de desenvolvimento da eletrônica de potência.
3. Compare os inversores autônomos e não-autônomos.
4. Classifique os inversores quanto ao tipo da característica de saída.
5. Para alimentar uma carga indutiva, o inversor precisa ser reversível, isto é, ser capaz de operar como retificador. Explique esse fato.
6. Compare a operação dos inversores autônomos sob modulação PWM, deslocamento de fase e onda retangular, ressaltando as vantagens e desvantagens de cada método com relação à facilidade de filtragem, controle da amplitude da tensão, etc.
7. Como se varia a amplitude (e consequentemente o valor eficaz) da tensão PWM? O que é ma?
8. Compare as técnicas de modulação PWM de 2 e de 3 níveis em termos do conteúdo harmônico.
9. Na tensão PWM de 2 níveis, o primeiro grupo de harmônicos aparece centrado em torno de m_f. O que é m_f? Se a frequência da componente fundamental é 100Hz e m_f=100, qual a frequência da componente harmônica m_f+2?
10. Compare a utilização de tiristores e de transistores IGBT em inversores autônomos.
11. Num inversor autônomo, para que servem os diodos em anti-paralelo com os transistores? Em que condições eles conduzem?
12. Desenhe as formas de onda da tensão e corrente de saída de um inversor em ponte completa monofásico autônomo operando em deslocamento de fase. Considere a corrente de saída senoidal e atrasada em relação à tensão. Indique os semicondutores que conduzem em cada intervalo.
13. Quais as vantagens do inversor push-pull? E desvantagens?
14. Com relação ao inversor push-pull, qual seria a vantagem da operação em alta frequência? Responda levando em consideração o tamanho do transformador e dos elementos de filtro.
15. Identifique vantagens e desvantagens do inversor half-bridge em relação ao full-bridge.
16. Desenhe o diagrama do inversor trifásico a transistor. Considerando-se uma carga resistiva equilibrada (resistências iguais), determine a tensão em cada uma das suas três componentes se: a) T1, T2 e T6 estiverem ligados b) T3, T4 e T5 estiverem ligados c) T1, T2 e T5 estiverem ligados.
17. No inversor monofásico em ponte abaixo, E=200V. Determine:

a) A amplitude da componente fundamental da tensão de saída considerando a técnica phase-shift de comando e α=90º;
b) As amplitudes dos harmônicos 3, 5 e 7 da tensão de saída considerando a técnica phase-shift de comando e α=60º ;
c) A amplitude da componente fundamental da tensão de saída considerando a técnica de comando PWM 2 níveis [(Vtri=20Vpico-pico, 20kHz; Vc= 9·sen(2π30·t)];
d) A frequência da componente fundamental da tensão de saída do item c);
e) A amplitude da componente fundamental da corrente numa carga RL série com R=2Ω e L=5mH, considerando a tensão do item c).



Resp.: a) Vo_1=180V, b) Vo_3=0V, Vo_5≈51V, Vo_7≈25V; c) Vo_1=180V; d) f_1=30Hz.

APÊNDICES

1 – ALFABETO GREGO

Maiúscula	Minúscula	Nome	Maiúscula	Minúscula	Nome
Α	α	alfa	Ν	ν	ni
Β	β	beta	Ξ	ξ	csi
Γ	γ	gama	Ο	ο	ómicron
Δ	δ	delta	Π	π	pi
Ε	ε	épsilon	Ρ	ρ	ro
Ζ	ζ	zeta	Σ	σ	sigma
Η	η	eta	Τ	τ	tau
Θ	θ	teta	Υ	υ	úpsilon
Ι	ι	iota	Φ	φ	fi
Κ	κ	capa	Χ	χ	qui
Λ	λ	lâmbda	Ψ	ψ	psi
Μ	μ	mi	Ω	ω	ômega

2 – ANALOGIAS ELETRICIDADE ↔ MECÂNICA

Sistema	Energia (J)	Expressões	Unidades S.I.
1. Massa em movimento	Cinética	$E_{cin} = \frac{1}{2} M \cdot v^2 \,,\; F = M \cdot \frac{dv}{dt}$	v(m/s), M(kg), F(N)
2. Massa em movimento (rotação)	Cinética	$E_{cin} = \frac{1}{2} J \cdot \omega^2 \,,\; T = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$	J(kg·m²), ω(rd/s), T(N·m)
3. Massa no campo gravitacional	Potencial gravitacional	$E_{pot} = M \cdot g \cdot h \,,\; F = M \cdot g$	h(m), M(kg), F(N)
4. Massa - mola	Potencial elástica	$E_{pot} = \frac{1}{2} k \cdot x^2 \,,\; F = k \cdot x$	x(m), F(N), k(N/m)
5. Campo elétrico no capacitor	No campo elétrico	$E_C = \frac{1}{2} C \cdot v^2 \,,\; i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt}$	v(V), C(F), i(A)
6. Campo magnético no indutor	No campo magnético	$E_L = \frac{1}{2} L \cdot i^2 \,,\; v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$	i(A), L(H), v(V)

Analogia Indutância ↔ Massa :

Por meio das equações $F = M \cdot \frac{dv}{dt}$ e $v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$, pode-se observar-se que "o indutor comporta-se para a corrente de forma similar ao que a massa se comporta para a velocidade". Em outras palavras, o indutor se comporta como uma "inércia" para a corrente. Assim, nessa analogia, a massa M é análoga à indutância L, e a tensão v_L no indutor é similar à força F sobre a massa.

EXERCÍCIOS – REVISÃO DE MATEMÁTICA E CIRCUITOS

Obs.: N_m = últimos dois dígitos do seu número de matrícula = ______

1. Esboce o gráfico das funções abaixo, indicando os pontos onde ocorrem as interseções com os eixos das abscissas e das ordenadas:

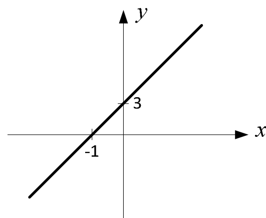
a) $y(x) = 3x + 2$

b) $v(t) = 4 \cdot 10^3 t - 5 \cdot \mathrm{N_m}$

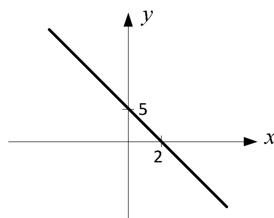
c) $i(t) = -2 \cdot 10^3 t + 500$

d) $v(t) = -t - 2$

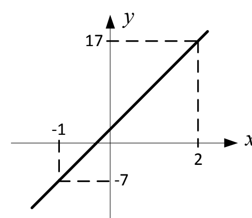
2. Encontre a função correspondente a cada uma das retas abaixo:



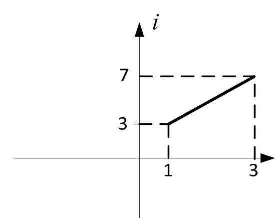
(a)



(b)



(c)



(d)

3. A tensão numa fonte é dada por $v(t) = V\sin(\omega t)$, e a corrente fornecida é $i(t) = I\sin(\omega t + \phi)$. A multiplicação de $v(t)$ por $i(t)$ resulta no sinal de potência instantânea $p(t)$. Decomponha o sinal $p(t)$ em três parcelas. Utilize uma tabela de identidades trigonométricas.

Resp.: $p(t) = \frac{VI}{2}\cos\phi - \frac{VI}{2}\cos\phi\cos(2\omega t) + \frac{VI}{2}\sin\phi\sin(2\omega t)$

4. Que nome recebe a primeira parcela do sinal $p(t)$? Qual o seu significado? Reescreva-a em termos dos valores eficazes de v e i.

5. Simule no *PSIM* um circuito por onde circule a corrente na forma indicada no exercício 3. Apresente os gráficos de $p(t)$ para $\phi = 0$, $\phi > 0$ e $\phi < 0$. (*Download* da versão demo do *PSIM* em www.powersimtech.com.)

6. Simule no *PSIM* uma fonte trifásica equilibrada com uma carga equilibrada qualquer. Obtenha os gráficos dos sinais das potências instantâneas nas três fases, $p_1(t)$ $p_2(t)$, $p_3(t)$ (onde $p_n(t) = v_n(t) \cdot i_n(t)$) e da potência instantânea total $p_T(t) = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t)$. O que se observa no gráfico de $p_T(t)$?

7. A tensão nos terminais de um indutor e a corrente que o atravessa obedecem à lei

$$v = \mathrm{L} \cdot \frac{di}{dt},$$

isto é, a tensão instantânea v nos terminais do indutor é igual à sua indutância vezes a taxa de variação da corrente i que o atravessa em relação ao tempo. Utilizando essa lei, determine a expressão da tensão $v(t)$ num indutor de 100mH se a corrente $i(t)$ que flui por ele for igual a:

a) $2 \cdot N_m$ mA b) $N_m \cdot 10^2\, t + 100$ A c) $5\sin(2\pi \cdot 1000\, t)$ A d) $I_{\max}\sin(\omega t + \phi)$ A

8. A corrente que flui por um capacitor e a tensão em seus terminais obedecem à lei

$$i = \mathrm{C} \cdot \frac{dv}{dt},$$

ou seja, a corrente instantânea $i(t)$ no capacitor é igual à sua capacitância vezes a taxa de variação da tensão v em seus terminais em relação ao tempo. Utilizando essa lei, determine a expressão da corrente num capacitor de 470µF se a tensão em seus terminais for igual a:

a) $3{,}6\sin(2\pi \cdot 60t)$ V b) $3{,}6\cos(2\pi \cdot 1000\, t)$ V c) 110 V d) $5 \cdot 10^3\, t + \mathrm{N_m}$ V

9. Determine o valor da amplitude da corrente em regime permanente num circuito RL série energizado por uma fonte senoidal em *t*=0,0s. A tensão da fonte é $v(t)=127\sqrt{2}\cdot\text{sen}(120\pi t - 45^o)$, $L=(2N_m+1)\text{mH}$ e $R=2\Omega$. Simule esse circuito no PSIM e confira seus cálculos.
10. Calcule as funções g abaixo.

a) $f(\theta) = \sin\theta\,;\ g(\theta) = \int f(\theta)\,d\theta =$

b) $f(t) = \sin 2\pi t;\ g(t) = \int f(t)dt =$

c) $f(\theta) = \cos\theta\,;\ g(\theta) = \int f(\theta)d\theta =$

d) $f(t) = \cos\omega t;\ g(t) = \int f(t)dt =$

e) $f(t) = 10;\ g(t) = \int f(t)\ dt =$

f) $f(t) = 3\,e^{-4t};\ g(t) = \int f(t)\ dt =$

g) $f(t) = 10\,e^{-t/5};\ g(t) = \int f(t)\ dt =$

h) $f(t) = \text{Re}(4\,e^{-j6\pi t});\ g(t) = \int f(t)\,dt =$

i) $f(x) = x;\ g(x) = \int f(x)\,dx =$

j) $f(x) = (3x+2);\ g(x) = \int f(x)dx =$

k) $f(\theta) = \sin^2\theta; g(\theta) = \int f(\theta)d\theta =$

dica: $\sin^2 x = \frac{1}{2}(1-\cos 2x)$

11. Esboce os gráficos das funções abaixo e calcule as áreas "*S*" sob eles nos intervalos dados. Para calculá-las utilize a ferramenta integral definida, quando necessário.

a) $f(x) = x;\ S[0,1] =$ - resp.: *S*= $\int_0^1 x\ dx$ =0,5

b) $f(x) = x^2;\ S[0,2]$ - resp.: *S* = 8/3

c) $v(\theta) = \sin\theta\ \ (\text{V});\ S\,[0,\pi]$ - resp.: *S* = 2 V·rad

d) $i(\theta) = 10\cos\theta\ \ (\text{A});\ S\,[0,\pi]$ - resp.: *S* = 0 A·rad

e) $v(t) = 3\sin 2\pi t\ \ (\text{V});\ S[0,1/4]$ - resp.: *S* = 3/(2π) V·s

f) $v(\theta) = \text{A}\sin\theta\ \ (\text{V});\ S\,[0,\alpha]$

resp.: *S* = $\text{A}(1\text{-cos}\alpha)$ V·rad

g) $f(\theta) = \sin^2\theta;\ S\,[0,\pi]$ - resp.: *S* = π/2

h) $f(\theta) = -0,5 + \sin^2\theta;\ S\,[0,\pi]$ - resp.: *S* = 0

i) $v(t) = 2 + 3t\ \ (\text{V});\ S\,[0,3]$ - resp.: *S* = 19,5V·s

j) $[i(t)]^2 = (2+3t)^2\ \ (\text{A}^2);\ S\,[0,3]$

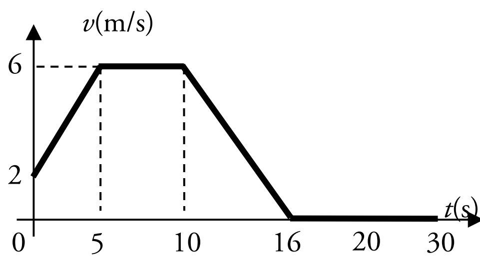
12. Determine a energia (em joules) armazenada nos elementos abaixo:
    a) Indutor de 100mH por onde circula a corrente $i = 10\text{A}$.
    b) Capacitor de 100.000μF carregado com a tensão $u = 10\text{V}$.
    c) Corpo de massa m=100g deslocando-se com a velocidade $v = 10\text{m/s}$.

EXERCÍCIOS – REVISÃO DOS CONCEITOS DE POTÊNCIA E ENERGIA, APLICAÇÕES DE DERIVADAS E INTEGRAIS

1) Um automóvel elétrico de passeio possui massa total M=1,8T e trafega a uma velocidade de 90km/h. Esse automóvel reduz a zero sua velocidade em 10s.
   a) Qual é a potência desenvolvida na frenagem? (Suponha potência constante durante a frenagem).
   b) Então, qual deverá ser a capacidade de potência do conversor entre o motor e as baterias para realizar a essa frenagem de forma regenerativa?
   c) Qual é o valor total da energia em kWh que pode ser recuperada para as baterias numa única frenagem dessa magnitude?
   d) É possível recuperar 100% da energia inicial? Explique.
2) Numa viagem, o automóvel da questão 1 desceu uma serra, partindo da altitude de 1000m acima do nível do mar para a altitude de 250m. a) Qual a energia potencial total perdida em kWh? b) Recuperar essa energia é significativo, considerando que a capacidade total da bateria é de 60kWh? Explique.
3) O gráfico abaixo mostra o comportamento da velocidade de um corpo em função do tempo.

a) Determine a distância d percorrida pelo corpo desde t=0 até t=30s. *Resp.*: d (30s)=68m

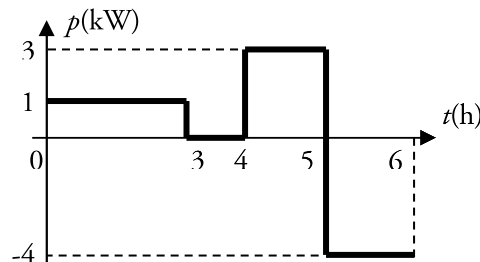
b) Represente em um gráfico a distância percorrida ao longo do tempo. Considere d(0)=0m.



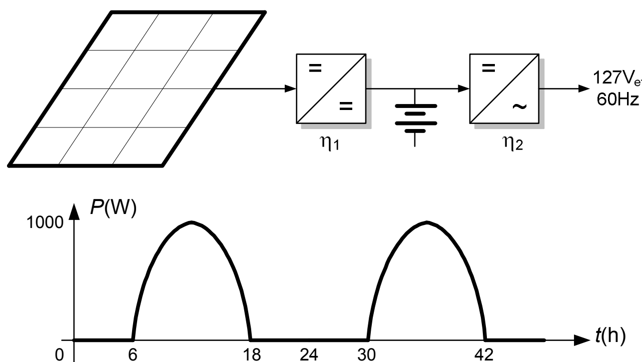
4) O gráfico abaixo mostra o comportamento da potência elétrica de um equipamento em função do tempo.

a) Determine a energia consumida pelo equipamento em kWh desde t=0 até t=6h. *Resp.*: E(6h)= 2,0kWh

b) Represente em um gráfico a energia consumida ao longo do tempo. Use o sistema de eixos dado.



5) Um sistema de captação e utilização de energia solar isolado da rede elétrica possui a configuração mostrada no diagrama em blocos abaixo. A energia elétrica na forma c.c. fornecida pelos painéis é armazenada em baterias e posteriormente convertida para a forma c.a., no momento da sua utilização. O perfil idealizado da potência elétrica produzida pelos painéis é aquele apresentado no gráfico abaixo, onde, num dia sem nuvens, observa-se o comportamento praticamente senoidal da potência, com valor máximo (1000W neste caso) próximo ao meio-dia.

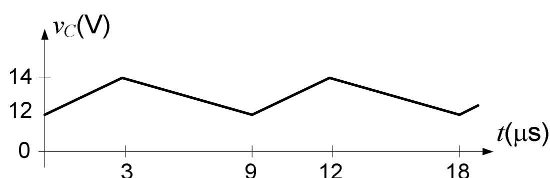


a) Classifique o conversor utilizado no sistema quanto ao tipo de conversão, inclusive os conversores individuais

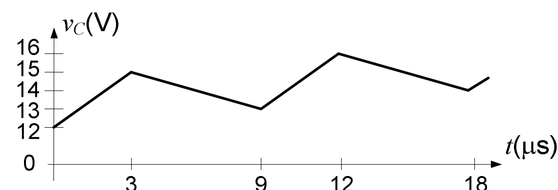
b) Determine a energia entregue à carga ao final do primeiro dia, considerando os conversores ideais.
Resp.: E(24h)= 7,64kWh

c) Refaça o item b) considerando os rendimentos dos conversores η_1=0,9 e η_2 =0,95. *Resp.*: E(24h)= 6,532kWh

6) O gráfico ao lado mostra o comportamento da tensão em um capacitor de 3μF ao longo do tempo. Em t=0 a tensão nos terminais do capacitor é v_c(0)=12V. Desenhe a curva da corrente no capacitor ao longo do tempo.

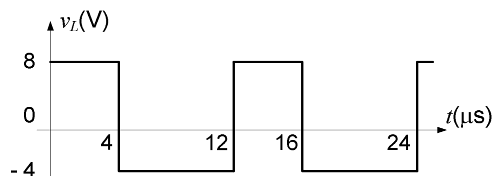


7) O gráfico ao lado mostra o comportamento da tensão em um capacitor de 3μF ao longo do tempo. Em t=0 a tensão nos terminais do capacitor é v_c(0)=12V. Desenhe a curva da corrente no capacitor ao longo do tempo.

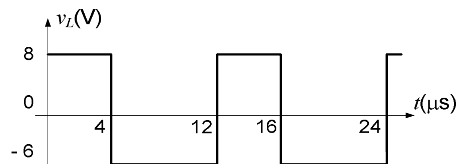


8) Nos gráficos obtidos nos exercícios 6 e7, determine as áreas líquidas (totais) sob os gráficos de $i_C(t)$ no intervalo de um período. Que relação pode ser inferida a partir da observação dos valores líquidos dessas áreas e os respectivos comportamentos de $v_C(t)$?

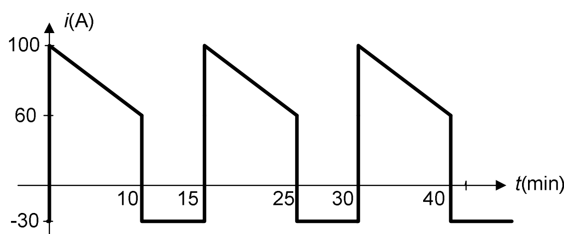
9) O gráfico ao lado mostra o comportamento da tensão em um indutor em função do tempo. Considerando o valor do indutor igual a 16μH, desenhe a curva da corrente ao longo do tempo para i_L(0) = 3,0A.



10) O gráfico ao lado mostra o comportamento da tensão em um indutor em função do tempo. Considerando o valor do indutor igual a 16μH, desenhe a curva da corrente ao longo do tempo para i_L(0) = 3,0A.



11) Nos exercícios 9 e 10, determine as áreas líquidas sob os gráficos de $v_L(t)$ no intervalo de um período. Que relação pode ser inferida a partir da observação dos valores líquidos dessas áreas e os respectivos comportamentos verificados em $i_L(t)$?
12) A bateria lítio-íon do automóvel Chevrolet Bolt é capaz de armazenar 60kWh de energia de e pesa 435kg, segundo informado pelo fabricante (dados de 2018). A sua de tensão nominal é de 350V. Ela é composta por três módulos em paralelo, contendo 96 células cada. (A tensão nominal de uma célula li-íon é de 3,7V, aproximadamente.) a) Qual deve ser a capacidade aproximada dessa bateria em Ah? b) Para uma corrente de carga de 200A, qual deve ser o tempo aproximado para se atingir 80% de carga (considerando aproveitamento de 90% da energia pela bateria)?
13) Que parcela da energia entregue no processo de carga de uma bateria real pode ser posteriormente recuperada da bateria? Pesquise e responda.



14) A corrente fornecida a uma bateria de 12V está representada ao lado. Determine a carga líquida (em Coulombs) acumulada pela bateria no intervalo $0 < t < 40$min. Considere a bateria ideal.
15) Expresse a carga encontrada no exercício 14 em Ah (ampères-hora).
16) Qual a energia total (em Wh) armazenada por essa bateria desde t=0 até t=40min?

BIBLIOGRAFIA

[1] Thomas G. Wilson, “The Evolution of Power Electronics”, Applied Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 1999.
[2] Hart, Daniel W., “Eletrônica de Potência”, Mc Graw Hill, 2012.
[3] Mohan, Ned, et alli, "Power Electronics, Converters, Applications and Design", 2ª ed., John Wiley & Sons, USA, 2005.
[4] Barbi, Ivo – "Eletrônica de Potência", UFSC, Florianópolis, 1996
[5] Mohan, Ned – Eletrônica de Potência – Curso Introdutório, LTC, 2014.
[6] Erickson, Robert W., "Fundamentals of Power Electronics", Chapman & Hall, USA, 1997.
[7] Santos Filho, Sady A. e outros – "Eletrônica Industrial – Conversores Estáticos – Retificadores", Cefet-MG, 1997, publicação interna.
[8] Ahmed, Ashfaq – "Eletrônica de Potência", Prentice Hall, Brasil, 2001.
[9] SEMIKRON Application Manual - Power-Semiconductors, Berlin, 2015.
[10] Pomílio, J. A., "Fontes Chaveadas", Unicamp, Brasil, 2013.
[11] Melo, Luis F. P., "Análise e Projeto de Fontes Chaveadas", Erica, SP, 1996.
[12] Lander, Cyril W. – "Eletrônica Industrial, Teoria e Aplicações", 2ª ed., Makron Books, SP, 1997
[13] Serguel, Julio Igor López – “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando a técnica MPPT e controle digital”, dissertação de mestrado, programa de pós graduação em engenharia elétrica, UFMG, agosto de 2009.
[14] Application Note U-100A, Unitrode Corp., USA, 1999.
[15] UC3843 Data Sheet, Unitrode Corp, USA, 1999.
[16] TL494A Data Sheet, Texas Instruments, USA, 1999.
[17] Wikipédia – www.wikipedia.org –consultas diversas
[18] ITIC – *Information Technology Industry Concil,* ITIC/CBEMA Curve *Application Note*, Washington, EUA, 2000.
[19] Leonard, W. – “Control of Electrical Drives”, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
[20] Bigaton, Claudinei – “Projetos Mecânicos”, apostila, Centro Estadual de Educação Tecnológica. Paula Souza.

DATASHEETS DOS SCRS SKT250/SKT300

SEMIKRON

V_{RSM}	V_{RRM} V_{DRM}	$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{cr}$	I_{TRMS} (maximum values for continuous operation) 450 A	550 A
			I_{TAV} (sin. 180; T_{case} = . . . °C)	
V	V	V/µs	285 A (77 °C)	350 A (85 °C)
500	400	500	**SKT 250/04 D**	**SKT 300/04 D**
900	800	500	**SKT 250/08 D**	**SKT 300/08 D***
1300	1200	1000	**SKT 250/12 E**	**SKT 300/12 E***
1500	1400	1000	**SKT 250/14 E**	**SKT 300/14 E***
1700	1600	1000	**SKT 250/16 E**	**SKT 300/16 E***

Symbol	Conditions	SKT 250	SKT 300	Units
I_{TAV}	sin. 180; (T_{case} = . . .)	250 (85 °C)	300 (93 °C)	A
I_{TSM}	T_{vj} = 25 °C; 10 ms	7000	11 000	A
	T_{vj} = 130 °C; 10 ms	6000	10 000	A
i^2t	T_{vj} = 25 °C; 8,35 ... 10 ms	245 000	600 000	A^2s
	T_{vj} = 130 °C; 8,35 ... 10 ms	180 000	500 000	A^2s
t_{gd}	T_{vj} = 25 °C; I_G = 1 A; di_G/dt = 1 A/µs	typ. 1		µs
t_{gr}	V_D = 0,67 · V_{DRM}	typ. 2		µs
$(di/dt)_{cr}$	f = 50 . . . 60 Hz	100		A/ µs
I_H	T_{vj} = 25 °C;	typ. 150; max. 250		mA
I_L	T_{vj} = 25 °C; R_G = 33 Ω	typ. 300; max. 600		mA
t_q	T_{vj} = 130 °C; typ.	50 ... 150		µs
V_T	T_{vj} = 25 °C; I_T = 800 A; max.	1,65	1,45	V
$V_{T(TO)}$	T_{vj} = 130 °C	1,0	0,9	V
r_T	T_{vj} = 130 °C	0,7	0,5	mΩ
I_{DD}, I_{RD}	T_{vj} = 130 °C; V_{DD} = V_{DRM}; V_{RD} = V_{RRM}	50	50	mA
V_{GT}	T_{vj} = 25 °C	3		V
I_{GT}	T_{vj} = 25 °C	200		mA
V_{GD}	T_{vj} = 130 °C	0,25		V
I_{GD}	T_{vj} = 130 °C	10		mA
R_{thjc}	cont.	0,110	0,090	°C/W
	sin. 180	0,123	0,096	°C/W
	rec. 120	0,137	0,101	°C/W
R_{thch}		0,015		°C/W
T_{vj}		– 40 ... +130		°C
T_{stg}		– 55 ... +150		°C
M	SI units	60 (UNF: 30)		Nm
	US units	530 (UNF: 265)		lb. in.
a		5 · 9,81		m/s^2
w		450		g
Case		B 7		

Thyristors

SKT 250
SKT 300



Features

- Hermetic metal cases with ceramic insulators
- Threaded studs ISO M24 x 1,5 or UNF 3/4-16
- High i^2t and I_{TSM} values for easy fusing
- International standard cases

Typical Applications

- DC motor control (e. g. for machine tools)
- Controlled rectifiers (e. g. for battery charging)
- AC controllers (e. g. for temperature control)

* available with UNF thread 3/4-16 UNF2A, e.g. SKT 300/08 D UNF

 0895 B 3 – 27

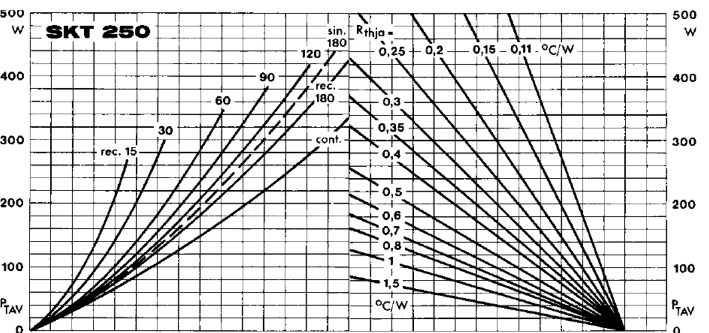


Fig. 1 a Power dissipation vs. on-state current and ambient temperature

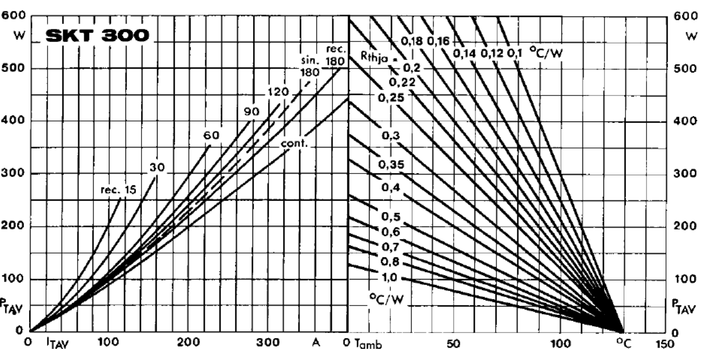


Fig. 1 b Power dissipation vs. on-state current and ambient temperature

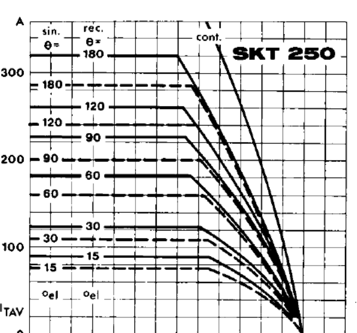


Fig. 2 a Rated on-state current vs. case temperature

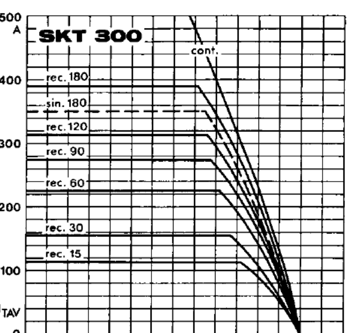


Fig. 2 b Rated on-state current vs. case temperature

B 3 – 28

SEMIKRON

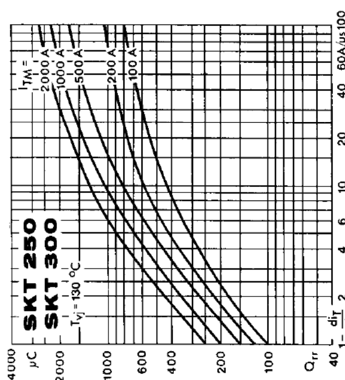


Fig. 3 Recovered charge vs. current decrease

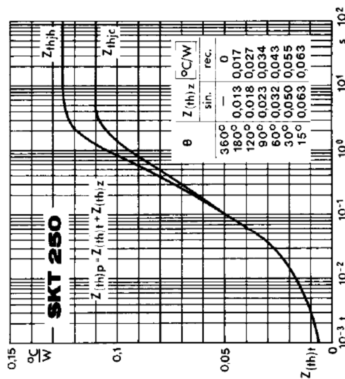


Fig. 4 a Transient thermal impedance vs. time

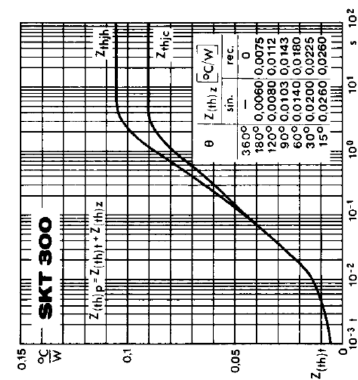


Fig. 4 b Transient thermal impedance vs. time

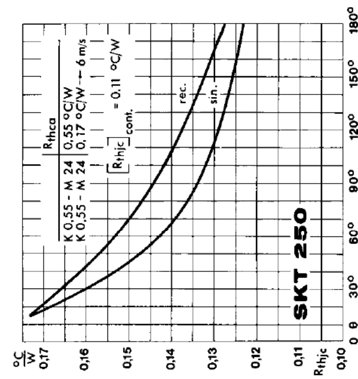


Fig. 5 a Thermal resistance vs. conduction angle

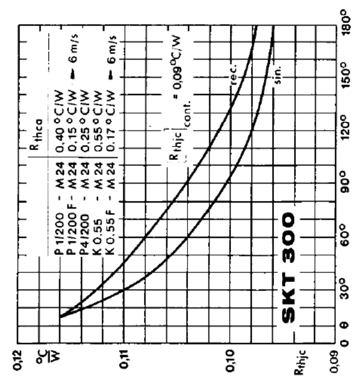


Fig. 5 b Thermal resistance vs. conduction angle

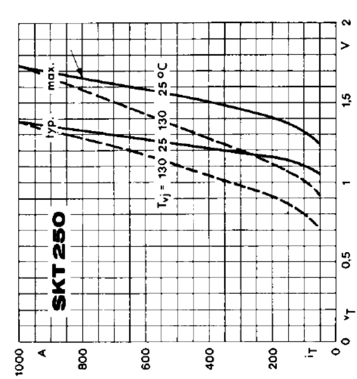


Fig. 6 a On-state characteristics

B 3 – 29

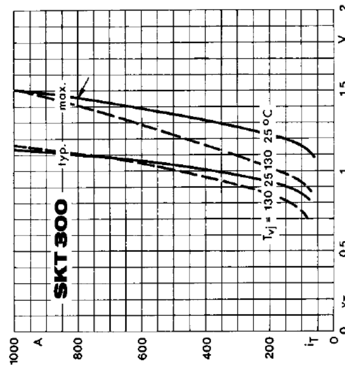


Fig. 6 b On-state characteristics

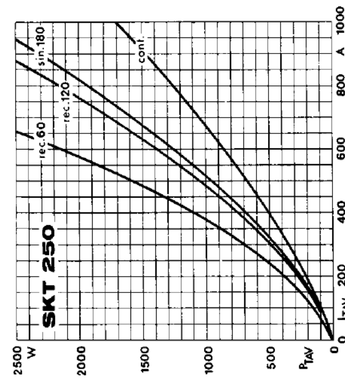


Fig. 7 a Power dissipation vs. on-state current

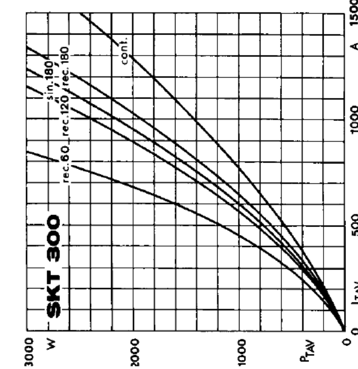


Fig. 7 b Power dissipation vs. on-state current

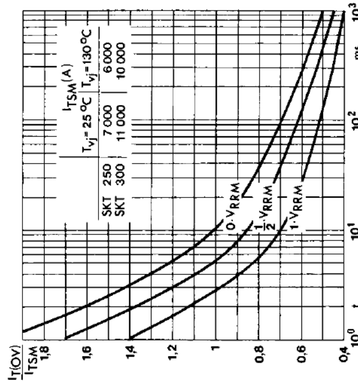


Fig. 8 Surge overload current vs. time

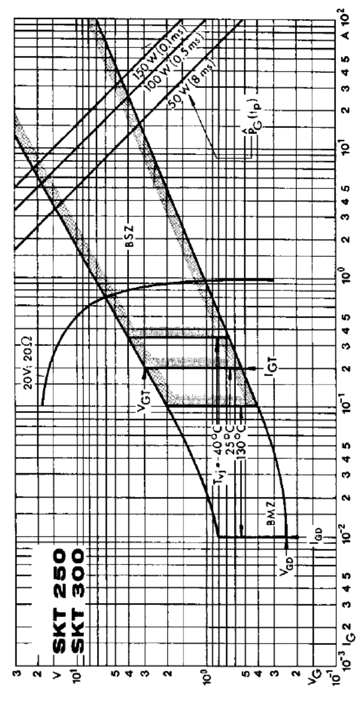


Fig. 9 Gate trigger characteristics

B 3 – 30

PROGRAMA DA DISCIPLINA

CEFET-MG

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
Departamento de Eletrônica e Biomédica – DEEB
Curso Técnico de Eletrônica
Educação Profissional Técnica de Nível Médio
Programa da Disciplina: Eletrônica de Potência

Curso		Carga Horária em h/Aulas		Grade Curricular Versão/ano		
Modalidade: Integrada	Etapa: 3ª	Semanal: 02	Total: 80	Versão 0.0 01/2005	Versão 1.0 04/2008	Versão 1.1 08/2016

I – OBJETIVOS GERAIS:

Ao final da série o aluno será capaz de:

- Definir os conceitos relativos à conversão eletrônica da energia elétrica.
- Conceituar conversor estático de potência.
- Comparar e aplicar os diversos conversores estáticos de acordo com o problema
- Identificar os tipos de dispositivos eletrônicos de potência, seus parâmetros e características
- Analisar o funcionamento e dimensionar conversores CA-CA (gradadores).
- Identificar os tipos de conversores estáticos CA-CC, suas características e aplicações.
- Analisar o funcionamento dos conversores estáticos CA-CC controlados e não controlados.
- Selecionar e dimensionar conversores estáticos CA-CC de acordo com a aplicação.
- Identificar os tipos de conversores estáticos CC-CC, suas características e aplicações.
- Analisar o funcionamento de conversores CC-CC com e sem isolamento elétrico.
- Selecionar e dimensionar conversores estáticos CC-CC de acordo com a aplicação.
- Identificar os tipos de conversores estáticos CC-CA, suas características e aplicações.
- Analisar o funcionamento de conversores estáticos CC-CA monofásicos e trifásicos.
- Selecionar e dimensionar conversores estáticos CC-CA de acordo com a aplicação.

II - CONTEÚDO PROGRAMÁTICO	**AULAS**
1. UNIDADE 1 – GENERALIDADES SOBRE OS CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA 1.1 - Objetivos gerais da eletrônica de potência 1.2 - Conversão eletrônica e não eletrônica da energia elétrica: conversores estáticos e não estáticos 1.3 - Características gerais dos conversores estáticos 1.4 - Classificação dos conversores estáticos de potência 1.5 - Princípio de funcionamento e aplicações dos conversores	AULAS
2. UNIDADE 2 - POTÊNCIA E ENERGIA 2.1 - Valor médio: definição, cálculo e medição 2.2 - Potência elétrica instantânea, potência média, energia elétrica 2.3 - Valor eficaz: definição, cálculo e medição 2.4 - Potência média em parcelas resistivas e em barreiras de potencial constante	AULAS
3. UNIDADE 3 - INTERRUPTORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA 3.1 - Interruptores: tipos, controlabilidade do disparo e do bloqueio e faixas de potência 3.2 - Características estáticas V x I dos interruptores: quadrantes de operação 3.3 - Características dinâmicas: tempos de comutação 3.4 - Determinação das perdas em interruptores reais: perdas na condução, bloqueio e chaveamento 3.5 - Relação entre frequência de operação e o tamanho e peso dos conversores 3.6 - Modelo térmico e cálculo de dissipadores de calor para os dispositivos de potência	AULAS

4. UNIDADE 4 – CONVERSORES CA-CA : GRADADORES 4.1 - Gradador monofásico: funcionamento e aplicações	AULAS
5. UNIDADE 5 – CONVERSORES CA-CC : RETIFICADORES 5.1 - Definições gerais 5.1.1. Retificadores comutados pela rede 5.1.2. Número de pulsos de um retificador, fator de forma, fator de *ripple*, regimes de condução 5.2 - Retificadores monofásicos (1Φ) comutados pela Rede: 5.2.1. Ret. 1Φ, ½ onda, não controlado, com carga RL 5.2.2. Ret. 1Φ, ½ onda, não controlado, com carga RL e diodo de roda livre 5.2.3. Ret. 1Φ, ½ onda, controlado, com carga RLE 5.2.4. Determinação do regime de condução: Ábaco de Puschlowski 5.2.5. Tipos de carga RLE – Máquina CC, Baterias e filtro LC 5.2.6. Ret. 1Φ totalmente controlado 5.2.7. Modo inversor dos retificadores: inversores não autônomos 5.2.8. Retificadores 1Φ em ponte mista simétrica e assimétrica e efeito de ½ onda 5.3 - Retificadores Trifásicos (3Φ) Comutados pela Rede: 5.3.1. Ret. 3Φ, de ½ onda, não controlado 5.3.2. Ret. 3Φ, em ponte, não controlado 5.3.3. Ret.3Φ, ½ onda, controlado 5.3.4. Ret. 3Φ, em ponte, controlado 5.3.5. Ret. 3Φ, em ponte mista e efeito de ½ onda	AULAS
6. UNIDADE 6 - CONVERSORES CC-CC: CHOPPERS E FONTES CHAVEADAS 6.1 - Introdução aos conversores CC-CC chaveados: 6.1.1. Princípio da conversão CC-CC chaveada e modulação PWM CC 6.1.2. Classificação dos conversores CC-CC chaveados 6.2 - Choppers: 6.2.1. Choppers de 1, 2 e 4 quadrantes: funcionamento e aplicações 6.3 - Fontes Lineares e Fontes Chaveadas: 6.3.1. Características, vantagens, desvantagens 6.3.2. Parâmetros estáticos e dinâmicos de uma fonte de alimentação 6.3.3. Diagramas em blocos 6.4 - Conversores CC-CC sem isolamento elétrico: 6.4.1. Conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*: funcionamento, aplicações e projeto 6.5 - Conversores CC-CC com isolamento elétrico: 6.5.1. Modelo do transformador para estudo dos conversores com isolamento 6.5.2. Conversor *Fly-Back* 6.5.3. Conversor Forward 6.5.4. Conversor Push-pull 6.5.5. Conversor ½ ponte 6.5.6. Conversor ponte completa	AULAS
7. UNIDADE 7 - CONVERSORES CC-CA: INVERSORES 7.1 - Definições gerais – inversores VSI e CSI, autônomos e não autônomos 7.2 - Aplicações: 7.2.1. UPS on-line e stand-by: diagramas em blocos e características 7.2.2. Acionamento de motores CA: diagrama em bloco, características, comparação MCC x MCA 7.2.3. Conexão de fontes alternativas de energia à rede CA – geração eólica e fotovoltaica 7.3 - Inversores monofásicos transistorizados 7.3.1. Inversor monofásico em ponte completa: funcionamento em 2 e três níveis 7.3.2. Modos de comando: phase-shift, PWM 2 e 3 níveis: espectros, vantagens e desvantagens 7.4 - Inversores trifásicos a transistor: 7.4.1. Inversor trifásico em ponte completa 7.4.2. Modos de comando: 180º (six-step) e PWM	AULAS

III – METODOLOGIAS DE ENSINO

- Recursos metodológicos: Aulas expositivas, Problemas e Projetos individuais ou em equipe, Pesquisas individuais ou em equipe
- Recursos audiovisuais: Quadro e pincel, Datashow, Softwares de simulação (PSIM)

IV – INSTRUMENTOS DE AVALIAÇÃO

- Provas, exercícios e trabalhos práticos.

V – BIBLIOGRAFIA

Básica:

1. SANTOS FILHO, R. M., MAGALHÃES, F. E., – Apostila de Eletrônica de Potência , CEFET-MG, 2016.
2. Hart, Daniel W., "Eletrônica de Potência", Mc Graw Hill, 2012
3. BARBI, Ivo - Eletrônica de Potência, UFSC, edição do autor, 4a edição, 2002
4. MOHAN, Ned – Eletrônica de Potência – Curso Introdutório, LTC, 2014
5. RASHID, Muhammad H. - Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações, Makron Books, 2ª ed., 2011.

Complementar

6. MOHAN, Ned, e outros – Power Electronics – Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, 3a ed, 2003.
7. AHMED, Ashfaq.- Eletrônica de Potência, Prentice Hall, 2000.
8. ALMEIDA, José L., - Eletrônica Industrial, Érica, 1990.
9. Bascopé, René P. Torrico e Perin, Arnaldo J. - O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência, Sagra Luzzato, Porto Alegre, 1997.
10. ERICKSON, Robert W. – Fundamentals of Power Electronics, Chapman & Hall, 1997.
11. LANDER, Cyril W. – Eletrônica Industrial, 2a ed., Makron Books, 1996.
12. Prof. Ivo Barbi e Prof. Denizar Cruz Martins - Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados, UFSC, 2000.

EQUIPE ELABORADORA – Profs.:

Ari Divino Soares
Francisco Ermelindo de Magalhães
Rubens Marcos dos Santos Filho
Thiago Ribeiro de Oliveira
Waldir E. Rapallo Júnior

APROVADO EM: _____ / _____ / ____

DE ACORDO:

Coordenador de Curso / Área

N.A.E. - Núcleo de Apoio ao Estudante

Anotações

Anotações